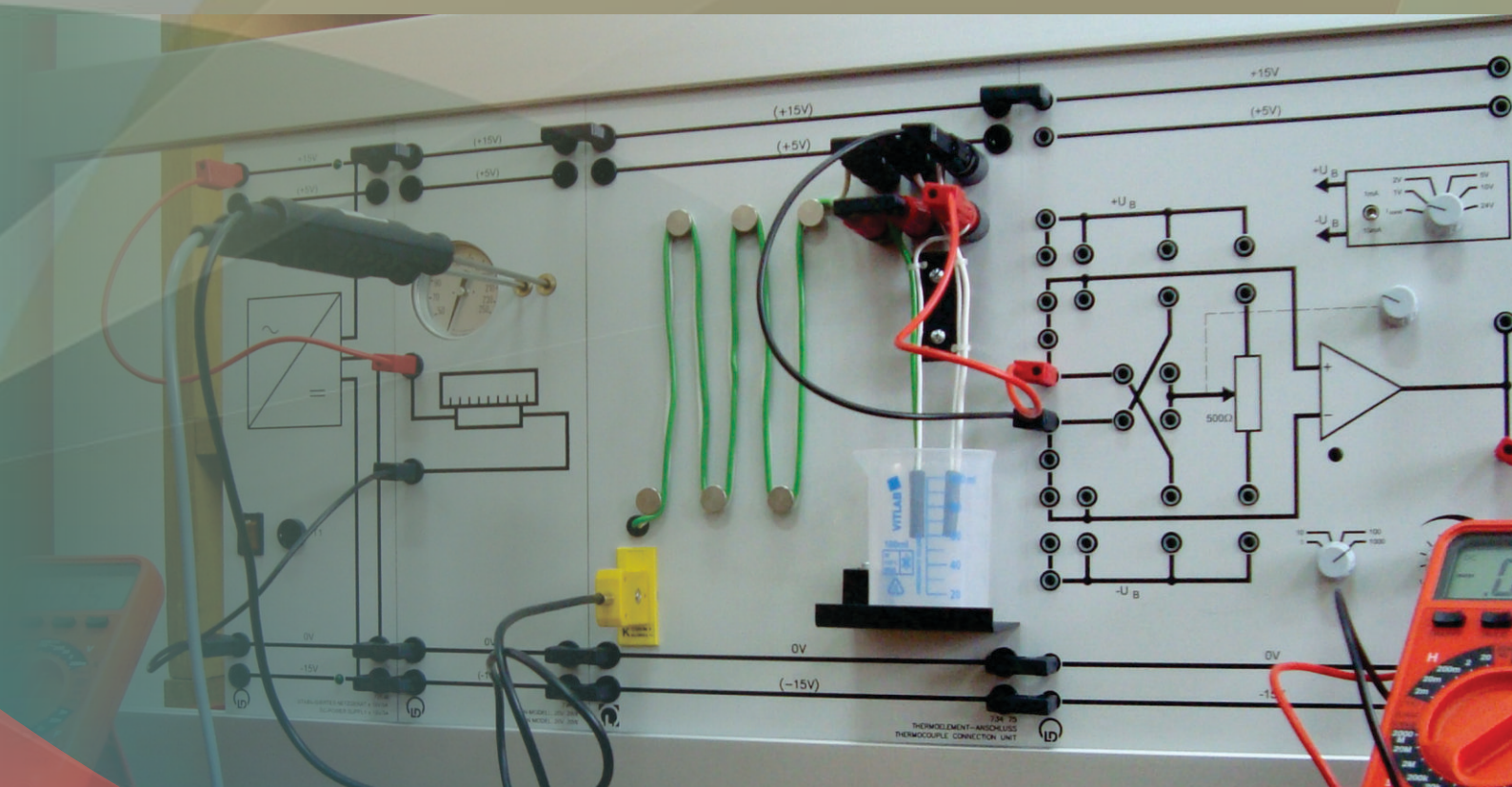


Sorin Dan Anghel

Principii ale proceselor de măsurare cu senzori



Sorin Dan Anghel

**Principii ale proceselor
de măsurare cu senzori**

Referenți științifici:

Prof.univ. dr. Iosif Mălăescu

Prof. univ. dr. Mihai Todica

ISBN 978-973-595-952-4

© 2016 Autorul volumului. Toate drepturile rezervate. Reproducerea integrală sau parțială a textului, prin orice mijloace, fără acordul autorului, este interzisă și se pedepsește conform legii.

**Universitatea Babeș-Bolyai
Presa Universitară Clujeană
Director: Codruța Săcelean
Str. Hasdeu nr. 51
400371 Cluj-Napoca, România
Tel./Fax: (+40)-264-597.401
E-mail: editura@editura.ubbcluj.ro
<http://www.editura.ubbcluj.ro/>**

Sorin Dan Anghel

**Principii ale proceselor
de măsurare cu senzori**

Presa Universitară Clujeană

2016

Familiei mele:

Ági

Dan

Mihai

CUPRINS

Introducere	1
Capitolul I	
FENOMENE FIZICE CU APLICAȚII LA SENZORI	3
1.1 EFECTE MECANICE	3
1.1.1 Efectul piezorezistiv	3
1.1.2 Efectul piezoelectric	3
1.1.3 Efectul Doppler	3
1.2 EFECTE TERMICE	4
1.2.1 Efectul termoelectric	4
1.2.2 Efectul termorezistiv	5
1.2.3 Efectul Nernst/Ettinghausen	5
1.2.4 Efectul piroelectric	5
1.3 EFECTE RADIATIVE	6
1.3.1 Efectul fotoelectric în semiconductori	6
1.3.2 Efectul fotoconductiv	6
1.3.3 Efectul fotovoltaic	7
1.3.4 Efectul electroluminiscent	7
1.4 EFECTE MAGNETICE	8
1.4.1 Efectul Hall	8
1.4.2 Efectul magnetomecanic (magnetostrictiunea)	9
1.4.3 Efectul magnetorezistiv	10
1.4.4 Legea Faraday-Henry	10
1.4.5 Efectul Faraday	11
Capitolul II	
TRADUCTOARE	13
2.1 PRINCIPII GENERALE	13
2.1.1 Clasificarea traductoarelor	13
2.1.2 Traductoare analogice directe parametrice	14
2.1.3 Traductoare analogice directe generatoare	16
2.2 TRADUCTOARE PENTRU MĂRIMI MECANICE	18
2.2.1 Traductoare pentru deformări și tensiuni	18
2.2.2 Traductoare pentru măsurarea deplasărilor	21
2.2.3 Traductoare de presiune	23
2.2.4 Traductoare în frecvență	24
2.2.5 Traductor de viteză pentru gaze	25

2.3	TRADUCTOARE DE TEMPERATURĂ	26
2.3.1	Senzori cu dispozitive semiconductoare	26
2.3.2	Termocuplul	29
2.3.3	Senzori rezistivi	31
2.3.4	Termistorul	33
2.3.5	Termometrul cu cuarț	36
2.3.6	Piometrele de radiație	36
2.4	TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE RADIANTE	37
2.4.1	Traductoare fotoemisive	37
2.4.2	Traductoare fotoelectrice semiconductoare	38
2.5	TRADUCTOARE PENTRU MĂSURAREA VIDULUI	42
2.5.1	Vacuometre termice și termoelectrice	42
2.5.2	Vacuometre cu ionizare	43
Capitolul III		
CARACTERISTICI ALE SENZORILOR		47
3.1	Domeniul de operare	47
3.2	Erori	47
3.3	Acuratețea	47
3.4	Precizia	47
3.5	Repetabilitate	48
3.6	Driftul	48
3.7	Stabilitatea	48
3.8	Calibrarea	48
3.9	Histereza	48
3.10	Zona oarbă	48
3.11	Liniaritatea	49
3.12	Timpul de operare (încrederea)	49
3.12	Timpul de răspuns	49
3.14	Inerția	49
3.15	Rezoluția	49
3.16	Sensibilitatea	50
3.16	Zgomote	50
Capitolul IV		
PRELUCRAREA SEMNALELOR SENZORILOR		51
4.1	SENSIBILITATEA PUNȚILOR DE CURENT ALTERNATIV	51
4.1.1	Condiția de echilibru	51
4.1.2	Sensibilitatea	52
4.2	FOLOSIREA PUNȚILOR ÎN PROCESUL DE MĂSURARE	54
4.2.1	Neliniaritatea răspunsului unei punți	54
4.2.2	Puntea activă	54
4.2.3	Liniarizarea cu dublă reacție	55

4.3 AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE	57
4.3.1 Comparatoare	57
4.3.2 Convertorul curent-tensiune	59
4.3.3 Convertorul tensiune-curent	60
4.3.4 Conversia frecvență-tensiune	61
4.3.5 Conversia tensiune-frecvență	61
4.4 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE	62
4.5 AMPLIFICATORUL DE IZOLARE	64
4.6 AMPLIFICATORUL NORTON	64
4.6.1 Principiul de funcționare	64
4.6.2 Conexiuni liniare de bază	65
Capitolul V	
ZGOMOTE ȘI METODE DE REDUCERE A LOR	71
5.1 ZGOMOTELE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE	71
5.1.1 Ce este zgomotul?	71
5.1.2 Tipuri de zgomote	71
5.2 ÎMBUNĂȚĂȚIREA RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT	73
5.2.1 Ecranarea și pământarea	74
5.2.2 Filtre analogice pasive	74
5.2.3 Filtre analogice active	81
5.2.4 Amplificarea diferențială	83
5.2.5 Modularea semnalelor	83
5.2.6 Detecția sensibilă la fază	84
5.2.7 Medierea	87
5.2.8 Filtrarea digitală	88
Capitolul VI	
TRANSMITEREA SEMNALELOR PE LINII	101
6.1 TRANSFERUL MAXIM DE PUTERE	101
6.2 LINIA DE TRANSMISIE	102
6.2.1 Ecuațiile telegrafiștilor	102
6.2.2 Reflexia la capătul dinspre sarcină al liniei	104
6.2.3 Impedanța de intrare a liniei	105
6.2.4 Influența liniilor asupra transmisiei datelor digitale	105
Capitolul VII	
CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ ȘI DIGITAL-ANALOGICĂ	109
7.1 CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ	110
7.1.1 Convertorul “Flash”	110
7.1.2 Convertorul cu aproximații succesive	112
7.2 CONVERSIA DIGITAL-ANALOGICĂ (D/A)	112
7.2.1 Rețeaua cu rezistențe ponderate	113
7.2.2 Rezoluția convertoarelor D/A	115
7.3 DECODIFICAREA ȘI AFIȘAREA INFORMAȚIEI DIGITALE	115

ANEXE

<i>ANEXA I</i>	FILTRE ANALOGICE ELEMENTARE DE ORDINUL I	119
<i>ANEXA II</i>	„MAȘINA” DE CONVOLUȚIE	120
<i>ANEXA III</i>	FORME DE REPREZENTARE A FILTRELOR DIGITALE	121
<i>ANEXA IV</i>	ANALIZA UNOR FILTRE DIGITALE SIMPLE	122
<i>ANEXA V</i>	RELAȚII DE CALCUL A PARAMETRILOR CARACTERISTICI ÎN FUNCȚIE DE TIPUL LINIEI	126
<i>ANEXA VI</i>	EXEMPLE DE CALCUL A LINIILOR DE TRANSMISIE	127

Introducere

Lucrarea de față are drept scop inițierea celor interesați în folosirea unor dispozitive electronice în procesele de măsurare care folosesc senzori de diferite tipuri. Pentru înțelegerea ei este nevoie de cunoașterea alfabetului electronicii analogice și digitale și de câteva cunoștințe de fizică fundamentală. Ea se adresează în egală măsură fizicienilor și inginerilor, dar și celor care sunt pasionați de electronica aplicată, fără a fi neapărat specialiști în acest domeniu.

Un *traductor* este un dispozitiv *elementar* capabil să transforme o mărime fizică de intrare într-o altă mărime fizică (de obicei electrică) de ieșire. El nu conține elemente de procesare, rolul său fiind doar acela de realizare a conversiei.

Spre deosebire de traductor, *senzorul* este un dispozitiv *mai complex* care, pe lângă transformarea mărimii fizice, realizează și o parte din procesarea semnalului de la ieșirea traductorului, prin procesare înțelegând prelucrarea, măsurarea și afișarea rezultatului măsurătorii. Ne vom referi doar la senzorii care se folosesc în procesele de măsurare a unor mărimi fizice, fără a avea pretenția unei acoperiri totale a domeniului. Credem totuși că, înțelegând cele expuse în textul care urmează, veți putea înțelege funcționarea și aplicațiile și ale altor tipuri de senzori. În fond, principiile și fenomenele fizice sau chimice sunt aceleași indiferent de complexitatea sistemului.

Lucrarea este organizată în șapte capitole astfel gândite încât să fie în concordanță cu logica unui lanț de măsură: transformarea mărimii de măsurat într-o mărime electrică, amplificarea și curățirea de zgomote a acelei mărimi electrice astfel încât ea să poată fi prelucrată electronic și, în final, afișarea rezultatului procesului de măsurare. În *Capitolul I* sunt prezentate cele mai reprezentative fenomene fizice (mecanice, termice, optice, magnetice) care stau la baza realizării traductoarelor. Este vorba despre procese care pot influența proprietăți sau caracteristici ale unor materiale sau componente și care în final sunt evidențiate sub forma unor mărimi electrice. *Capitolul II* este dedicat prezentării principalelor clase și tipuri de traductoare care se folosesc în fizică și în unele procese tehnologice, iar în *Capitolul III* sunt definite mărimile care caracterizează traductoarele din punct de vedere al performanțelor lor și al domeniilor de aplicare. Modalitățile de prelucrare electronică a semnalelor în vederea obținerii rezultatului procesului de măsurare sunt prezentate în *Capitolul IV*. Circuitele și dispozitivele electronice prezentate (punți de măsură, amplificatoare operaționale, amplificatoare de instrumentație, amplificatorul Norton) sunt analizate în contextul folosirii lor în instrumentația de măsură asociată unui traductor. Deoarece întreg procesul de măsurare, începând cu mărimea de măsurat și traductorul și terminând cu lanțul electronic de prelucrare, poate fi influențat de diferite tipuri de zgomote (electrice sau neelectrice), în *Capitolul V* sunt prezentate modalități de îmbunătățire a raportului semnal/zgomot. Se știe că zgomotul nu poate fi eliminat în totalitate, dar poate fi mult atenuat, fie prin intervenție directă în lanțul de măsură, fie prin prelucrarea datelor achiziționate. Având în vedere faptul că în multe situații semnalele electrice prelucrate sunt semnale analogice cu frecvențe mari sau semnale digitale, în *Capitolul VI* se face o scurtă analiză propagării acestora pe liniile de transmisie, mai ales pentru evitarea problemelor legate de neadaptare, probleme care pot să apară în timpul procesului de măsurare. Prelucrarea digitală a semnalelor electrice având multe avantaje în raport cu cea analogică, în *Capitolul VII* sunt prezentate principalele modalități de conversie a unui semnal analogic (cum este semnalul primar al unui traductor sau senzor) în semnal digital și invers, cu scopul final al afișării rezultatului într-un format ușor de citit. Lucrarea este întregită cu câteva anexe care completează informațiile din capitolele menționate anterior și care ajută la înțelegerea mai lesnicioasă a celor prezentate în acestea.

Intenția autorului a fost ca într-un număr cât mai redus de pagini să realizeze o simbioză între fizica traductoarelor și a senzorilor și electronica de măsură. Cititorii vor decide dacă scopul a fost atins sau nu.

Capitolul I

FENOMENE FIZICE CU APLICAȚII LA SENZORI

În acest capitol sunt prezentate pe scurt câteva dintre cele mai folosite efecte și fenomene fizice cu aplicații în tehnicile și tehnologiile de măsurare cu sisteme cu senzori. Cercetările din ultimele decenii au arătat că multe dintre aceste efecte se manifestă mult mai pregnant dacă pentru fabricarea materialelor se folosesc nanotehnologii.

1.1 EFECTE MECANICE

1.1.1 Efectul piezorezistiv

Efectul piezorezistiv se referă la modificarea rezistenței electrice atunci când un material este deformat mecanic. El se produce în cristale care nu au axe polare și este bine observat în cazul semiconductoarelor. Acest fenomen este folosit cu succes în senzorii pentru determinarea forțelor. Variația relativă a rezistenței materialului depinde de forța care acționează asupra lui și de caracteristicile lui elastice.

În 1954 C. S. Smith a descoperit faptul că semiconductori cum sunt siliciul și germaniul manifestă un efect piezorezistiv mult mai mare decât metalele. În cazul siliciului fenomenele care contribuie la efectul piezorezistiv sunt dependența geometriei și rezistivității sale de forța deformatoare. Efectul piezorezistiv în semiconductori și metale este folosit în diferite sisteme cu senzori, cum sunt cele pentru măsurarea forțelor mecanice sau senzorii cu cantlever. Elementele piezorezistive nanometrice și-au găsit aplicații atât la fabricarea senzorilor fizici cât și chimici. De exemplu, nanotuburile de carbon cu un singur perete pot fi folosite în elementele traductoare electrochimice pentru măsurarea presiunii. Avantajul lor major constă în faptul că acești senzori furnizează la ieșirea sistemului un curent sau o tensiune electrică, mărimi ușor de măsurat.

1.1.2 Efectul piezoelectric

Efectul piezoelectric este proprietatea unor cristale supuse unei presiuni de a genera o tensiune electrică și invers, de a genera presiune atunci când sunt supuse unei diferențe de potențial electric. Acest efect se manifestă în cristale care nu au un centru de simetrie.

Fiecare moleculă dintr-un cristal piezoelectric este polarizată: centrul sarcinilor pozitive nu este identic cu cel al sarcinilor negative, astfel încât se formează un dipol electric. Aceasta se datorează atomilor diferiți din care e constituită molecula și modului în care molecula este profilată. Molecula este neutră din punct de vedere electric și, în condițiile în care ea nu este supusă unei forțe, axa polară trece prin centrele ambelor sarcini. La aplicarea unei forțe, rețeaua este deformată și se generează un câmp electric. Invers, atunci când un cristal piezoelectric este supus unui câmp electric intens, mulți dintre dipolii din cristal sunt forțați să se alinieze în aceeași direcție, rezultând o tensiune mecanică.

Cele mai populare materiale piezoelectrice sunt cuarțul, niobatul de litiu, tantalatul de litiu și langasitul. Ceramicile feroelectrice devin piezoelectrice atunci când sunt polarizate cu un câmp electric. De asemenea, anumiți polimeri prezintă fenomenul de piezoelectricitate.

1.1.3 Efectul Doppler

Efectul Doppler constă în modificarea frecvenței unei unde ca rezultat al deplasării relative a perechii emițător-receptor/observator. Dacă emițătorul și observatorul se *apropie* unul de altul, atunci frecvența unde

percepute de receptor *crește* (are loc o *deplasare spre albastru*). Dacă emițătorul și observatorul se *îndepărtează* unul de altul, atunci frecvența undei percepute de receptor *scade* (are loc o *deplasare spre roșu*). Între cele două frecvențe există relația:

$$f_{obs} = \frac{v}{v+v_{sursa}} f_{sursa} \quad (1.1)$$

unde v este viteza undei în mediul în care sunt plasați emițătorul și receptorul. Deplasările spre roșu sau albastru sunt folosite pentru măsurarea distanțelor mari dintre corpuri, cum sunt stelele sau galaxiile, pe baza analizei spectrului radiației emise de către ele.

Efectul Doppler este folosit și în sistemele de detecție de tip radar sau sonar. De asemenea, el joacă un rol important în caracterizarea descărcărilor luminescente sau a unor nanomateriale pe baza lărgirii liniilor de emisie ca urmare a deplasării atomilor, moleculelor sau nanoparticulelor a căror radiații se analizează prin spectroscopia UV-vis.

1.2 EFECTE TERMICE

1.2.1 Efectul termoelectric

Termoelectricitatea este relația dintre temperatura unei substanțe și energia electrică. În anumite condiții, energia electrică și căldura pot fi convertite reciproc. Dacă variațiile energiei electrice datorate conversiei ei din energie termică pot fi măsurate, acestea pot fi corelate cu temperatura substanței. Efectul Seebeck este conversia unei diferențe de temperatură direct în electricitate. Coeficientul Seebeck S al unui material, cunoscut și ca sensibilitate termoelectrică sau putere termoelectrică, este o măsură a mărimii unei tensiuni termoelectrice induse ca urmare a unui gradient de temperatură existent de-a lungul său. El se măsoară în volți/Kelvin.

Omul de știință prusac Thomas Johann Seebeck (1770-1831) a observat apariția unui curent electric într-un circuit serie format din două fire metalice sudate, aflate la temperaturi diferite. Când doi conductori, A și B, sunt conectați împreună prin sudură, electronii liberi se comportă ca și un gaz ideal. Pentru materiale diferite densitățile și energiile electronilor liberi sunt diferite. Energia cinetică a electronilor este dependentă de temperatură. Dacă două metale sudate se află la aceeași temperatură, numărul de electroni din metalul cu densitate electronică mai mare care va difuza în metalul cu densitate electronică mai mică va fi mai mare decât numărul de electroni care va difuza în sens invers. Astfel, metalul cu densitate electronică mai mare va avea un deficit de electroni în timp ce metalul cu densitate electronică mai mică va avea un exces de electroni. Tensiunea electrică astfel creată se va opune deplasării electronilor. Procesul de difuzie se va termina atunci când electronii nu vor mai avea suficientă energie termică pentru a învinge bariera de potențial electric creată prin procesul de difuzie. Altfel spus, efectul se opune cauzei. În cazul în care cele două metale sa află la temperaturi diferite, tensiunea electrică pe joncțiune poate fi exprimată cu relația:

$$\frac{dV_{AB}}{dT} = S_A - S_B \quad (1.2)$$

unde S_A și S_B sunt coeficienții Seebeck absoluți ai conductorilor A și respectiv B.

Acest fenomen reprezintă fundamentul fizic pentru funcționarea *termoelementelor* sau *termocuplurilor*, dispozitive standard pentru măsurarea temperaturii. Diferența dintre cei doi coeficienți Seebeck, $S_{AB} = S_A - S_B$, este definită ca *sensibilitatea joncțiunii termocuplului*. Este evident că pentru a avea o sensibilitate mare este necesar ca cele două metale să aibă coeficienții Seebeck cât mai diferiți.

Jean Charles Athanase Peltier a observat în 1934 fenomenul invers: dacă la extremitățile circuitului serie format din cei doi conductori sudați se aplică o tensiune electrică, va apare o diferență de temperatură între partea A și partea B (efectul Peltier).

În 1854, William Thomson (Lord Kelvin) a descoperit că dacă un curent electric parcurge un conductor de-a lungul căruia este un gradient de temperatură, conductorul va absorbi sau va degaja căldură. Aceasta este consecința conservării energiei deoarece, dacă există un gradient de temperatură în lungul materialului, atunci poate fi generată o tensiune electromotoare pe această lungime.

1.2.2 Efectul termorezistiv

Termorezistivitatea este legată de variația rezistenței electrice a unui material (metal sau semiconductor) odată cu modificările temperaturii mediului în care se află. Efectul termorezistiv stă la baza senzorilor de temperatură de tip termometre cu rezistență sau termistori. Rezistența electrică R a unui astfel de material poate fi exprimată cu relația:

$$R = R_{ref}(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2 + \dots + \alpha_n \Delta T^n) \quad (1.3)$$

unde R_{ref} este rezistența la o temperatură de referință (de obicei 20°C sau 0°C), $\alpha_1 \dots \alpha_n$ sunt coeficienții rezistivi de temperatură ai materialului iar ΔT este diferența dintre temperatura la care se calculează valoarea rezistenței și temperatura de referință. Ecuația de mai sus sugerează o creștere a rezistenței odată cu creșterea temperaturii, ceea ce nu este cazul pentru toate materialele. În cadrul materialelor semiconductoare există materiale cu *coeficient de temperatură pozitiv (PTC)* și materiale cu *coeficient de temperatură negativ (NTC)*. În multe cazuri, pe domenii relativ restrânse de temperatură, relația dintre rezistență și temperatură este una de tip liniar, termenii de ordin superior din relația precedentă putând fi neglijați. Este cazul cuprului, pe domeniul $200\text{-}260^\circ\text{C}$ sau al platinei, pe domeniul $260\text{-}1000^\circ\text{C}$.

Nanomaterialele pot fi implementate în procesul de fabricare a termistorilor cu coeficienți de temperatură pozitivi sau negativi. Se știe că în cazul materialelor convenționale doar un strat subțire de la suprafață este influențat de variațiile de temperatură ale mediului în care se află. De aceea, materialele nanostructurate, care au un raport suprafață-volum mare, sunt mai eficient expuse variațiilor ambientale, având o amplitudine a răspunsului mare și un timp de răspuns scurt.

1.2.3 Efectul Nernst/Ettinghausen

Walter Nernst și Albert von Ettinghausen au descoperit că dacă un conductor sau semiconductor este supus simultan unui gradient de temperatură și unui gradient de câmp magnetic, asupra lui se va exercita o forță electromotoare. Direcția ei este perpendiculară pe planul determinat de câmpul magnetic și de gradientul de temperatură (cărui se poate asocia un vector). Efectul este caracterizat de așa-numitul coeficient Nernst ($|N|$):

$$|N| = \frac{E_y/B_z}{dT/dx} \quad (1.4)$$

Efectul Nernst/Ettinghausen poate fi înțeles foarte ușor dacă ne amintim ce înseamnă forța Lorentz și înlocuim câmpul electric cu gradientul de temperatură. Ambele generează mișcarea purtătorilor de sarcină care, în urma interacțiunii cu câmpul magnetic, se vor abate de la traiectoria inițială. Efectul poate fi folosit la măsurători de temperatură și de câmp magnetic pe o singură nanoparticulă prin măsurarea căderii de tensiune pe nanotuburile de carbon.

1.2.4 Efectul piroelectric

Efectul piroelectric este fenomenul de generare a unui potențial electric temporar atunci când un material este încălzit sau răcit. Spre deosebire de dispozitivele termoelectrice care generează tensiuni electrice staționare, dispozitivele piroelectrice generează sarcini electrice dinamice, în funcție de modificările de temperatură. Astfel, dispozitivele piroelectrice sunt folosite uzual ca detectoare de flux de căldură, mai degrabă decât detectoare de căldură.

Efectul piroelectric este strâns legat de efectul piezoelectric. Sunt câteva mecanisme care determină piroelectricitatea. Modificările de temperatură determină scurtarea sau alungirea dipolilor individuali. De asemenea, ele afectează orientarea dezordonată a dipolilor datorată agitației termice. Aceasta este piroelectricitatea primară. Piroelectricitatea secundară este indusă de către tensiunile din material cauzate de expansiunea termică, care poate fi descrisă ca rezultat al efectului piezoelectric.

Tensiunea generată de un senzor piroelectric este proporțională cu variația temperaturii lui, cu coeficientul de sarcină piroelectric și cu grosimea lui.

Circuitul electric echivalent a unui senzor piroelectric este alcătuit din trei componente conectate în paralel: o sursă de curent indus de schimbările de temperatură, o capacitate parazită și o rezistență de pierderi.

1.3 EFECTE RADIATIVE

1.3.1 Efectul fotoelectric în semiconductori

Orice efect în care energia fonică este convertită în electricitate poate fi catalogat drept fotoelectric. Un fascicul de lumină incident pe materiale fotosensibile poate avea mai multe efecte: (a) poate elibera electroni; (b) poate modifica conductibilitatea electrică, sau (c) poate genera un potențial electric sau o tensiune electrică între două suprafețe.

Atunci când o suprafață este expusă unei radiații electromagnetice cu o frecvență mai mare decât așa-numita frecvență de prag (pragul “roșu”), radiația este absorbită și pot fi emiși electroni, numiți fotoelectroni. Acesta este efectul fotoelectric și a fost descoperit de către Einstein. Energia unui foton asociat radiației electromagnetice poate fi exprimată prin relația:

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda} \quad (1.5)$$

unde h este constanta lui Planck (6.625×10^{-34} Js), ν – frecvența radiației, c – viteza luminii (3×10^8 m/s) și λ – lungimea de undă a radiației. Fotoelectronii au o energie cinetică, E_c , proporțională cu frecvența radiației incidente și deci cu energia fotonilor incidenti.

$$E_c = h\nu - \Phi \quad (1.6)$$

unde Φ este energia de prag sau energia de extracție.

Într-un semiconductor sunt mai multe mecanisme de excitare ca urmare a interacției cu radiațiile electromagnetice dar procesele de absorbție prin tranziția bandă – bandă (banda de valență – banda de conducție) sunt dominante. Pentru siliciu aflat la temperatura camerei energia minimă a fotonului necesară pentru producerea efectului fotoelectric este de 1.12 eV. Ea reprezintă lărgimea benzii interzise.

În *Tabelul 1.1* sunt date exemple de materiale în care poate fi provocat efectul fotoelectric și domeniile de energii, respectiv de lungimi de undă, ale radiațiilor care determină generarea de fotoelectroni în aceste materiale.

Tabelul 1.1

Material	IR	Material	VIS	Material	UV
In Sb	0.2eV 6.5μm	CdSe	1.66eV 0.75μm	ZnS	3.1eV 0.38μm
Ge		GaP			
Si		CdS			
Ga As	1.66eV 0.75μm	SiC	3.1eV 0.38μm		3.87eV 0.315μm

În strânsă legătură cu efectul fotoelectric sunt *efectul fotoconductiv* și *efectul fotovoltic*.

1.3.2 Efectul fotoconductiv

Fotoconductivitatea este modificarea rezistenței electrice a unui material ca urmare a absorbției luminii. Conductivitatea electrică a unui material semiconductor este rezultatul excitării purtătorilor de sarcină liberi, excitare determinată de fotoni incidenti cu energie suficient de mare. Efectul este folosit pe scară largă la fabricarea senzorilor de radiații electromagnetice care sunt denumiți *fotoconductori*, *rezistori dependenți de lumină* sau *fotorezistori*.

O modalitate de creștere a sensibilității, eficienței și vitezei de răspuns a dispozitivelor fotoconductoare este folosirea nanomaterialelor. Nanomaterialele semiconductoare au un strat sărăcit de purtători de sarcină electrică de câțiva nanometri. Extinderea lui se modifică odată cu expunerea la lumină. În funcție de dimensiuni și de gradul de dopaj, dispozitivele fotosensibile pot fi complet sărăcite de sarcini atunci când

sunt iradiate, intensitatea curentului care le parcurge ajungând la saturație (de exemplu, aprox. $1 \mu\text{A}$ în cazul nanofirelor semiconductoare de GaN cu diametrul de 10 nm, iradiate cu lumină UV).

Răspunsul dispozitivelor fotoconductoare poate fi controlat și prin modificarea compoziției și dimensiunilor lor. Astfel, filmele subțiri nanostructurate din CdS și CdSe cu grosimi de 3-4 nm au un timp de răspuns de aproximativ 5 ps.

1.3.3 Efectul fotovoltaic

Efectul fotovoltaic constă în generarea unei tensiuni electrice pe o heterojuncțiune (juncțiunea a doua materiale diferite) semiconductoare în urma absorbției de fotoni care generează purtători de sarcină liberi. Atunci când se realizează un circuit închis, prin acesta va circula un curent electric a cărui intensitate depinde de tipul joncțiunii și de sarcina conectată în circuit. Energia pe care o poate debita în circuit dispozitivul fotovoltaic este cu atât mai mare cu cât suprafața expusă radiației fotonice este mai mare. Un foton incident poate fi absorbit de materialul semiconductor numai dacă energia sa este mai mare decât lărgimea energetică a benzii interzise. El va genera o pereche electron-gol și, ca rezultat, în circuitul exterior va apare un curent electric.

Dispozitivele fotovoltaice pot fi folosite ca senzori în multe aplicații: spectrofotometrie, detectori de radiații, sisteme de reglare automată a iluminării clădirilor sau ca senzori optici în sistemele de comunicații. De asemenea, dispozitivele fotovoltaice stau la baza panourilor solare folosite la generarea energiei, făcând parte din categoria sistemelor ecologice.

Factorii importanți care trebuie luați în considerare la proiectarea dispozitivelor fotovoltaice sunt costurile și randamentul energetic. În general aceste dispozitive au un randament scăzut: de la 5% pentru dispozitivele pe bază de siliciu amorf până la 35%, sau chiar ceva mai mult, pentru celulele multi-joncțiune folosite în laboratoarele de cercetare. Pentru depășirea acestui inconvenient se fac cercetări intense pentru dezvoltarea structurilor multi-joncțiune cu dimensiuni nanometrice. Acestea prezintă două avantaje importante: secțiunea transversală efectivă mică (ceea ce înseamnă o capacitate electrică mică) și mobilitatea mare a purtătorilor de sarcină. Combinația dintre timpul scurt de tranzit a purtătorilor generați de către fotoni și capacitatea electrică foarte mică sunt implementate în senzorii ultrarapizi.

1.3.4 Efectul electroluminiscent

Electroluminiscența se produce atunci când un material emite lumină ca rezultat al trecerii prin el a unui curent electric sau când este supus unei diferențe de potențial electric. Ea este folosită la conversia energiei electrice în energie radiantă.

Există două metode de producere a electroluminiscenței. Prima este trecerea unui curent prin joncțiuni semiconductoare puternic dopate. Electronii se recombina cu golurile eliberând energia de recombinare sub formă de fotoni. Astfel de dispozitive se numesc diode electroluminiscente (LED). Pe lângă folosirea ca surse de lumină sau în panourile de afișare, ele au fost implementate în spectroscopie sau sunt folosite în senzorii integrați. Lungimea de undă a radiației emise este determinată de lărgimea benzii interzise a materialelor care formează joncțiunea. Printre materialele cele mai folosite în fabricarea LED-urilor sunt GaAs și GaP. Lărgimea benziilor lor interzise, și deci lungimea de undă a radiației emise, pot fi ajustate prin adăugarea de impurități. Astfel, LED-rile din GaP emit lumină verde (555 nm). Dacă GaP este dopat cu azot, se emite lumină galben-verde (565 nm) iar dacă este dopat cu ZnO lumina emisă este roșie (700 nm).

O altă modalitate de producere a electroluminiscenței este prin excitarea electronilor folosind un câmp electric aplicat materialului fosforescent. Georges Destriau a arătat în 1936 că, prin aplicarea unei tensiuni alternative mari unei pudre fosforoase de sulfură de zinc (ZnS) se produce electroluminiscența. Această metodă stă la baza cercetărilor pentru fabricarea dispozitivelor de afișare prin folosirea nanotehnologiilor.

Dispozitivele electroluminiscente au multe utilizări în senzorii chimici. De exemplu, senzorii cu filme subțiri de TiO_2 pot fi folosiți pentru detectarea și măsurarea peroxidului de hidrogen. Tendința actuală în studiul dispozitivelor electroluminiscente este orientată către folosirea nanomaterialelor și în particular a quantum dot-urilor. Astfel, diodele electroluminiscente fabricate cu nanomateriale, având o densitate mare de

stări electronice, au o eficiență foarte mare. Electroluminiscența stă și la baza fabricării display-urilor cu cristale lichide (LCD) sau a diodelor electroluminiscente pe bază de materiale organice (OLED).

1.4 EFECTE MAGNETICE

În multe aplicații industriale piesele din materiale feromagnetice, care sunt părți componente ale unor mașini sau instalații, sunt detectate cu senzori sensibili la câmpul magnetic. Prin intermediul lor se pot fi determinate:

- distanța (prelucrare analogică a semnalului)
- numărul de piese bune (prelucrare digitală)
- numărul de rotații (prelucrare digitală)
- unghiul de rotație (prelucrare analogică)

Câmpurile magnetice sunt produse de electromagneți sau magneți permanenți. În tehnologia senzorilor sunt folosiți cu preponderență magneții permanenți pentru că ei nu au nevoie de o sursă proprie de energie. Principiul detecției materialelor feromagnetice se bazează pe faptul că liniile de câmp magnetic prezintă discontinuități la suprafața de separare a două materiale cu permeabilități diferite (Fig. 1.1), fenomen asemănător cu refracția optică, respectând legea:

$$\frac{\tan \alpha}{\tan \beta} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \quad (1.7)$$

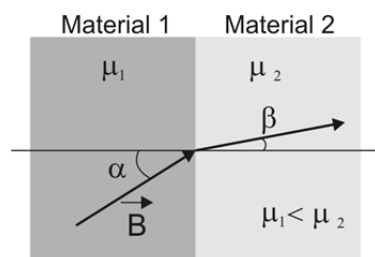


Fig. 1.1 „Refracția” câmpului magnetic.

Acest efect poate fi folosit pentru a devia și a conduce liniile de câmp prin materiale magnetice, cum ar fi oțelurile sau feritele. În Fig. 1.2 este ilustrat câmpul unui magnet cilindric, câmp deformat de o placă de oțel. Această deformare poate fi măsurată (detectată) de un senzor adecvat de câmp magnetic. În tehnologia de control automatizată printre cei mai folosiți senzori sunt senzorii Hall și senzorii rezistivi magnetici.

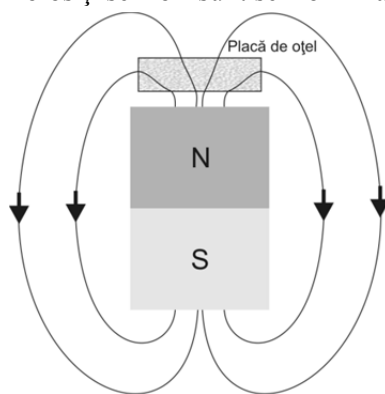


Fig. 1.2 Deformarea liniilor câmpului magnetic.

1.4.1 Efectul Hall

Următorul fenomen este cunoscut ca efect Hall (E. Hall, 1879): când un curent cu intensitatea I curge printr-o lamelă conductoare, având lățimea b și grosimea d , un câmp magnetic \vec{B} , perpendicular pe lamelă, va determina apariția unei forțe Lorentz perpendiculară pe direcția curentului I și pe cea a câmpului magnetic \vec{B} (Fig.1.3). Forța Lorentz ($e\vec{v}\vec{B}$, e și v sunt sarcina, respectiv viteza electronului) va determina deplasarea electronilor înspre o latură a lamelei, în partea opusă rămânând un exces de sarcină pozitivă (de exemplu ionii pozitivi din rețeaua cristalină a materialului sau golurile dintr-un semiconductor). Această separare de sarcini va determina apariția unui câmp electric care se opune deplasării laterale a electronilor. La echilibru,

forța cu care acest câmp va acționa asupra electronilor va fi egală cu forța Lorenz, adică intensitatea lui va fi:
 $E = v \cdot B$.

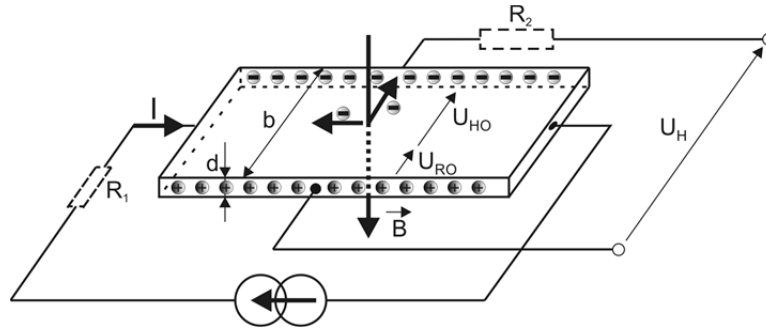


Fig. 1.3 Ilustrarea efectului Hall.

Dacă n este densitatea electronilor, atunci intensitatea curentului electric poate fi exprimată cu relația:

$$I = b \cdot d \cdot n \cdot e \cdot v \quad (1.8)$$

Asimilând experimentul cu un circuit electric, între fețele laterale ale lamelei va fi generată o diferență de potențial, numită tensiune Hall:

$$U_H = \frac{1}{ne} \cdot \frac{BI}{d} \quad (1.9)$$

sau

$$U_H = \frac{1}{ne} \cdot \frac{BI}{d} \cdot \cos \alpha \quad (1.10)$$

În cazul în care câmpul magnetic nu este perpendicular pe lamelă. Factorul $R_H = (1/ne) \cos \alpha$ se numește **coeficient Hall** și se măsoară în cm^3/As . Concentrația electronilor de conducție în diversele materiale folosite este puternic dependentă de temperatură. Pentru metalele pure R_H este prea mic pentru ca ele să poată fi folosite în procesele de măsură. De aceea sunt preferați semiconductorii de GaAs, InSb, InAsP și InAs.

Senzorii cu efect Hall fabricați din GaAs și Si sunt din ce în ce mai importanți, datorită progreselor în tehnologia planară care face posibilă integrarea și a altor funcții, cum ar fi sursa de curent, compensarea în temperatură și amplificarea semnalului de ieșire. În foaia de catalog (Data Sheet) a unui senzor Hall, în loc de coeficientul R_H este dată **sensibilitatea în circuit deschis K_H** , exprimată prin relația:

$$K_H = \frac{1}{ned} \cdot \frac{U_H}{BI} \quad (1.11)$$

În circuitul echivalent al unui senzor cu efect Hall, circuit prezentat în Fig. 1.3, notațiile folosite au următoarele semnificații:

R_1 – rezistența electrică a miezului materialului

R_2 – rezistența electrică internă a generatorului Hall

U_H – tensiunea de mers în gol a generatorului Hall

U_R – tensiunea continuă, DC, între electrozii Hall atunci când $B = 0$

Toți acești parametri sunt dependenți de temperatură. Valorile numerice ale lor pot avea valori semnificativ diferite de la senzor la senzor, în funcție de materialul folosit, de procesul tehnologic de fabricație sau de geometrie (de exemplu, grosimea d).

1.4.2 Efectul magnetomecanic (magnetostricțiunea)

Magnetostricțiunea reprezintă modificarea dimensiunilor unui material magnetic atunci când este supus acțiunii unui câmp magnetic sau modificarea proprietăților magnetice ale lui atunci când este supus acțiunii unei forțe mecanice. Ea a fost descoperită de James Joule în timpul examinării unei probe de nichel. Explicația fenomenului constă în faptul că domeniile magnetice ale unui lanț, care în condiții normale au o orientare haotică, sub acțiunea unui câmp magnetic se vor orienta după o direcție preferențială iar lungimea

lanțului va crește (acceptând că dimensiunile domeniilor rămân constanțe). Acest fenomen este cauza zgomotului (zbârnâit) al unui transformator.

1.4.3 Efectul magnetorezistiv

Magnetorezistența este dependența rezistenței electrice a unui material parcurs de un curent electric de aplicarea unui câmp magnetic extern. Ea este consecința apariției forței de interacțiune Lorentz dintre câmpul magnetic și sarcinile electrice în mișcare. Efectul a fost observat în 1856 de către Lord Kelvin. Efectul a devenit mai proeminent odată cu descoperirea magnetorezistenței anizotropice și a magnetorezistenței gigant.

Rezistențele dependente de câmpul magnetic pot îndeplini aceleași funcții ca și senzorii cu efect Hall. Datorită acestui lucru ele sunt folosite mai ales în sectoare automatizate ca senzori de poziție sau comutatoare de proximitate.

Între materialele semiconductoare utilizate ca senzori cu magnetorezistență InSb ocupă un loc aparte. Pentru a realiza un senzor cu magnetorezistență, în materialul semiconductor de InSb se încastrează incluziuni în formă de ace din NiSb orientate perpendicular pe direcția de "curgere" a curentului electric (Fig. 1.4).

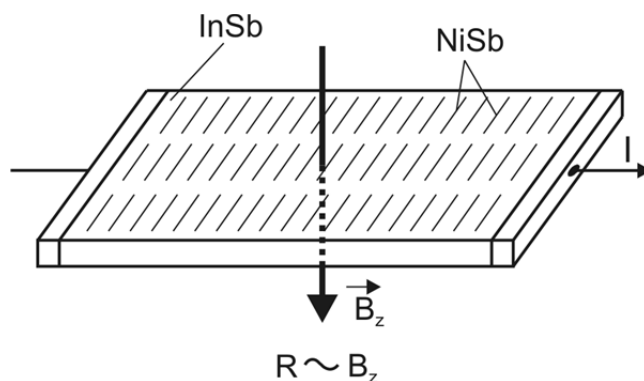


Fig. 1.4 Apariția magnetorezistenței.

În absența unui câmp magnetic curentul alege calea cea mai scurtă pentru a trece prin semiconductor. Ca și în cazul senzorilor cu efect Hall, prezența unui câmp magnetic va determina devierea laterală a curentului electric, măbind lungimea drumului parcurs de curent prin semiconductor și determinând creșterea rezistenței acestuia. Acele din NiSb au o conductibilitate electrică foarte mare în comparație cu materialul de bază din InSb și, în consecință, se comportă ca scurtcircuite. Ca urmare, câmpul electric în interiorul semiconductorului va fi aproape omogen și ne așteptăm ca și distribuția sarcinilor electrice mobile să fie omogenă. Curentul va curge în zig-zag prin semiconductor. Pentru intensități mici ale câmpului magnetic rezistența crește ca și pătratul densității fluxului magnetic.

Mulți producători de senzori folosesc materialul magnetic Permalloy (80% Fe, 20% Ni) pentru realizarea senzorilor magnetici. Acest material este tratat în timpul fabricării lui astfel încât magneții elementari să fie orientați în lungul benzii magnetice. În absența unui câmp magnetic rezistența benzii este maximă. Valoarea rezistenței descrește în prezența unui câmp magnetic, descreșterea fiind proporțională cu pătratul intensității câmpului magnetic.

1.4.4 Legea Faraday-Henry

Legea Faraday-Henry este legea fundamentală a electromagnetismului, ea afirmând că variațiile unui câmp magnetic induc un câmp electric. Acest efect a fost folosit foarte devreme în dispozitivele și senzorii acustici (microfonul, de exemplu), în voltmetrele și ampermetrele analogice sau în comutatoare și rele. În forma sa diferențială, legea poate fi scrisă în felul următor:

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.12)$$

Acest efect guvernează funcționarea antenelor, a motoarelor electrice și a unui mare număr de dispozitive electrice, inclusiv releele și inductoarele din telecomunicații. Aproape toate sistemele de identificare prin radiofrecvență folosite în mod curent în magazine și depozite au la baza efectul Faraday-Henry. În ultimii ani nanotehnologiile au dezvoltat senzori cu nanotuburi de carbon a căror funcționare se bazează pe acest efect.

1.4.5 Efectul Faraday

Michael Faraday a descoperit în 1845 că o undă luminoasă care se propagă printr-un material supus acțiunii unui câmp magnetic paralel cu direcția de propagare își rotește planul de polarizare. Unghiul de rotație este proporțional cu intensitatea câmpului magnetic și cu drumul geometric parcurs de undă prin material:

$$\theta = VBl \quad (1.13)$$

unde V este constanta Verdet.

Rotația Faraday are diverse aplicații în instrumentația de măsură, cum ar fi detectarea de la distanță a câmpurilor magnetice, modulația în amplitudine a luminii sau măsurarea puterii optice de rotație.

Capitolul II

TRADUCTOARE

Prima etapă a oricărui proces de măsură constă în punerea în evidență a unei mărimii fizice oarecare, mărime care apoi să poată fi măsurată. Dar cum mărimile electrice sunt cele mai accesibile pentru măsurători cantitative, este necesară conversia mărimilor de măsurat, de multe ori neelectrice, în mărimi electrice. Acest lucru este realizat de către *traductor* care, din acest punct de vedere, poate fi privit ca *interfața* dintre lumea semnalelor neelectrice și lumea electronicii de măsurare, prelucrare și afișare a rezultatului final.

În general, traductorul reprezintă un bloc aparte al aparatului de măsură dar, datorită gradului înalt de integrare la care s-a ajuns în tehnologia de fabricație a componentelor electronice semiconductoare, un loc tot mai important în lumea traductoarelor îl ocupă traductoarele integrate în care, atât traductorul propriu-zis cât și partea de prelucrare electronică sunt realizate sub formă monolitică.

2.1 PRINCIPII GENERALE

2.1.1 Clasificarea traductoarelor

Prin natura funcției lui, traductorul realizează conversia unei forme de energie în energie electrică, fie că se află la intrarea sistemului de măsură și control, fie că se află la ieșirea lui. Pornind de la principiile de funcționare ale sistemelor de măsură și control care utilizează traductoare, se pot găsi o serie de criterii de clasificare a acestora. Dintre aceste criterii noi ne vom referi doar la cele mai importante.

Din punct de vedere al *tipului de energie care este convertit* se pot evidenția: traductoare pentru semnale *radiante, mecanice, termice, electrice, magnetice sau chimice*.

După modul în care are loc *conversia semnalului* în traductor, există traductoare *directe* și *complexe*. În *traductoarele directe* mărimea neelectrică este convertită direct în semnalul electric de la ieșire. Funcționarea acestor traductoare se bazează pe faptul că o proprietate electrică a traductorului este direct dependentă de mărimea neelectrică de măsurat. Exemplul cel mai elocvent în acest sens sunt termorezistențele și termocuplurile. Dar nu toate mărimile neelectrice pot fi convertite nemijlocit într-o mărime electrică prin intermediul traductorului. Sau, chiar dacă pot fi convertite, semnalul electric final poate fi rezultatul atât al influenței semnalului neelectric de măsurat, cât și al influenței unor factori perturbatori, determinați de mediul ambiant sau chiar de fenomenul măsurat. În aceste cazuri se folosesc *traductoarele complexe*, în care conversia semnalului neelectric se face în mai multe etape intermediare, iar structura traductorului se proiectează astfel încât să fie imun la acțiunea factorilor perturbatori. Ca exemple pot servi traductoarele *diferențiale* sau traductoarele *cu compensare*.

Considerând drept criteriu *principiul de funcționare*, traductoarele pot fi clasificate în traductoare *parametrice* (sau modulare) și traductoare *generatoare* (sau energetice). În cazul *traductoarelor parametrice* semnalul neelectric determină modificarea unei proprietăți electrice a traductorului (rezistență, capacitate, inductanță, inductanță mutuală, coeficient de atenuare a radiației etc.). Pentru punerea în evidență a acestei modificări este însă nevoie de o sursă exterioară de energie (sursa de activare). Ca exemplu pot servi termorezistența, transformatorul diferențial, fotorezistența, piezorezistența, fotodioda, microfonul capacitiv etc. În cazul *traductoarelor generatoare*, semnalul neelectric determină generarea în traductor a unei tensiuni electromotoare, a unui curent electric sau a unei cantități de sarcină. Este cazul termocuplului, a celulei fotovoltaice sau a traductorului piezoelectric.

După forma semnalului electric de la ieșirea traductoarelor acestea pot fi clasificate în *analogice* și *digitale*.

2.1.2. Traductoare analogice directe parametrice

Conform criteriilor de clasificare enunțate anterior, aceste traductoare convertesc energia semnalului de măsurat în semnal electric prin intermediul modificării unui parametru al traductorului, semnalul de ieșire fiind unul analogic.

Traductoarele rezistive se bazează pe influența unor mărimi neelectrice asupra parametrilor care determină valoarea unei rezistențe: rezistivitatea și dimensiunile geometrice. Astfel de traductoare pot fi termorezistențele, fotorezistențele, piezorezistențele, termistoarele, traductoare care pot măsura temperaturi, intensități luminoase sau forțe mecanice. O referire mai amplă la traductoarele rezistive se va face în secțiunile următoare.

Traductoarele capacitive se bazează pe modificarea capacității unui condensator odată cu modificarea dimensiunilor lui geometrice sau a proprietăților dielectricului dintre armăturile sale. Astfel pot fi măsurate compoziții, deplasări, grosimi sau nivele de lichid.

Pentru realizarea traductoarelor capacitive de deplasare se folosesc aproape în exclusivitate condensatoare cu armături plane sau armături cilindrice. Dacă distanța dintre armăturile unui condensator plan cu aer crește cu mărimea d față de distanța inițială δ_0 și dacă această deplasare este mult mai mică decât distanța dintre armături, atunci capacitatea sa are expresia:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{\delta_0} \left(1 - \frac{d}{\delta_0}\right) \quad (2.1)$$

în care A este aria suprafeței comune a armăturilor. Această relație se mai poate scrie sub forma:

$$C = C_0 - Sd \quad (2.2)$$

în care C_0 este capacitatea inițială a condensatorului iar S este sensibilitatea traductorului, între ele existând relația $S = C_0/\delta_0$.

În cazul folosirii lor în scopul măsurării deplasărilor, traductoarele la care se modifică distanța dintre plăci sunt preferate pentru evidențierea deplasărilor foarte mici și foarte mari, iar cele la care se modifică suprafața comună a armăturilor sunt folosite pentru deplasări de ordinul centimetrilor. În mod obișnuit, variațiile de capacitate sunt cuprinse între 10^{-3} pF și 10^3 pF. Limita inferioară pe care o pot atinge micrometrele capacitive este de circa 10^{-2} μm.

Dacă sunt folosite pentru măsurarea nivelurilor de lichid, în cazul în care recipientul este metalic și are o formă regulată el poate constitui unul din electrozii traductorului, cel de-al doilea fiind o vergea metalică izolată introdusă în rezervor. Dacă însă recipientul nu are formă regulată sau este confecționat dintr-un material izolan, traductorul capacitiv se compune din doi electrozi profilați astfel încât să existe o dependență liniară între variația capacității și variația nivelului de lichid din recipient. Precizia acestui tip traductor este de ordinul 1-5%, fiind cu atât mai redusă cu cât lichidul are permitivitatea electrică mai mică.

Traductorii capacitivi pot fi folosiți și la realizarea senzorilor de prezență. Funcționarea lor se bazează pe cuplajul capacitiv care se realizează între condensator și corpul uman sau un alt obiect, cuplaj care poate deforma câmpul electric al condensatorului respectiv. Aceasta poate reprezenta o soluție pentru unele aplicații, cum sunt măsurarea nivelului de lichid fără ca lichidul să fie plasat între armături, stabilirea compoziției unui material sau pentru interfațarea om-mașină. Un astfel de detector capacitiv poate detecta orice material conductor sau materiale care au constanta dielectrică diferită de cea a aerului. Teoretic, liniile de câmp electric între armăturile unui condensator plan sunt paralele și echidistante, mai ales dacă distanța dintre armături este mică. Cu toate acestea, în apropiere de extremitățile armăturilor, datorită așa-numitului „efect de margine”, liniile de câmp se deformează, lucru care poate afecta acuratețea măsurătorii sistemului. Astfel, câmpul electric, care este proporțional cu densitatea liniilor de câmp, va fi mai puțin intens înspre

marginile armăturilor și această zonă va avea o contribuție mai mică la capacitatea totală măsurată. În Fig. 2.1 este schițată o imagine a distribuției liniilor de câmp electric în cazul unui condensator plan.

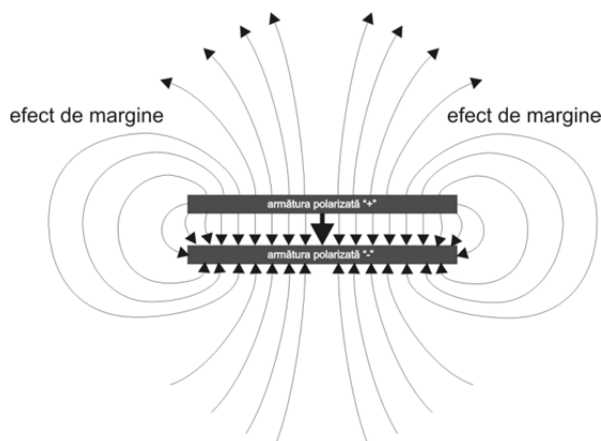


Fig. 2.1 Câmpul electric generat de un condensator plan.

Prezența unui obiect conductor sau dielectric la o distanță la care poate modifica distribuția liniilor de câmp electric se va manifesta printr-o modificare a capacității condensatorului. În Fig. 2.2 este schițat un traductor capacitiv de proximitate pentru detecția prezenței corpului uman.

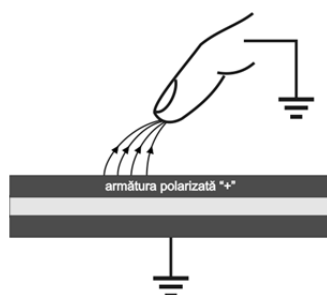


Fig. 2.2 Principiul de funcționare a traductorului capacitiv de proximitate.

Existența „efectului de margine” trebuie avută în vedere la etalonarea unui sistem de măsură care folosește ca traductor un condensator plan.

Traductoarele inductive sunt constituite dintr-o bobină cu miez feromagnetic, care prezintă un întrefier variabil sau un miez mobil și sunt folosite pentru măsurarea deplasărilor și presiunilor.

Traductoarele tip transformator se bazează pe variația tensiunii electromotoare la bornele secundarului unui transformator atunci când se modifică factorul de cuplaj (deci inductanța mutuală) dintre primar și secundar. Domeniul tipic de utilizare este cel al măsurărilor de grosimi și deplasări.

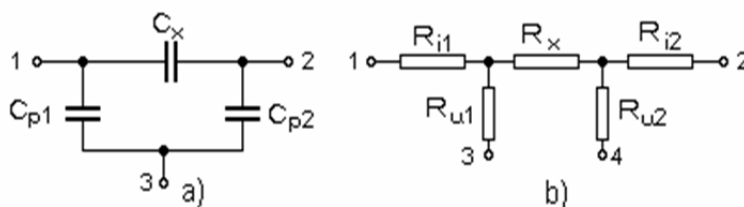


Fig. 2.3 Scheme electrice echivalente pentru traductorul capacitiv (a) și rezistiv (b).

În general, fiecărui traductor i se poate asocia o schemă electrică echivalentă pe baza căreia poate fi elaborat modelul teoretic corespunzător. Din acest punct de vedere, de cele mai multe ori, unui traductor simplu (rezistiv sau capacitiv de exemplu) nu este suficient să i se asocieze un simplu element de circuit cu numai două borne. Aceasta deoarece trebuie să se țină seama și de elementele parazite: rezistențe, capacități, inductanțe etc. Astfel, în schema electrică echivalentă a unui traductor capacitiv, pe lângă capacitatea sa C_x , care de regulă este de ordinul picofarazilor, trebuie adăugate și capacitățile parazite, C_{p1} și C_{p2} , ale

cablurilor de conexiune ecranate (Fig. 2.3a). În funcție de lungimea acestora, de multe ori este posibil ca valorile capacităților parazite să fie mai mari decât capacitatea traductorului. Astfel, traductorul capacitiv poate fi reprezentat ca un element de circuit cu trei borne de acces. Dacă traductorul este rezistiv, pe lângă alimentarea sa, este necesară și măsurarea tensiunii (sau punerea în evidență a variației ei) cea ce implică cel puțin încă două conductoare de conexiune. Astfel, în schema electrică echivalentă, pe lângă rezistența R_X a traductorului, apar și rezistențele R_{i1} , R_{i2} , R_{u1} și R_{u2} ale cablurilor de alimentare, respectiv pentru conectarea dispozitivului electronic de măsurare a tensiunii (Fig.2.3b). Deci, traductorul rezistiv poate fi reprezentat ca un element de circuit cu patru borne de acces.

2.1.3 Traductoare analogice directe generatoare

Traductoare analogice directe generatoare sunt acele traductoare care convertesc mărimea de măsurat direct în semnalul electric analogic, semnal care este o tensiune electromotoare sau un curent electric.

Traductoarele electrodinamice își bazează funcționarea pe apariția unei tensiuni electromotoare induse la extremitățile unui conductor ce se deplasează într-un câmp magnetic, tensiune care, conform legii inducției electromagnetice, poate fi exprimată cu ajutorul relației:

$$\vec{e} = l(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.3)$$

Acest fenomen este folosit în realizarea generatoarelor tahimetrice, a traductoarelor de vibrații sau a debitmetrelor electromagnetice pentru lichide conductoare.

Traductoarele termoelectrice își bazează funcționarea pe efectul Seebeck, care constă în producerea unei tensiuni termoelectromotoare într-un circuit alcătuit din mai mulți conductori (sau semiconductori) diferiți, ale căror puncte de contact (suduri) sunt menținute la temperaturi diferite.

Traductoarele electrochimice se bazează pe faptul că la suprafața de contact dintre un electrod metalic și o soluție care conține ioni acelui metal, sau între două soluții de concentrații diferite, dintre care una este cunoscută iar cealaltă necunoscută, separate printr-o membrană semipermeabilă, apare o diferență de potențial care este dependentă de activitatea ionică, respectiv de concentrația soluției necunoscute. Prin măsurarea diferenței de potențial se poate determina concentrația soluției necunoscute în conformitate cu relația lui Nernst:

$$E = E_o + (RT/nF)\ln C \quad (2.4)$$

unde E este diferența de potențial, E_o este potențialul de electrod (mărime specifică pentru metalul respectiv), R - constanta universală a gazelor ideale, T - temperatura absolută, n - valența metalului (a ionilor), F - constanta lui Faraday și C - concentrația activă a ionilor din soluție.

Pentru a se putea măsura potențialul unui electrod față de soluție este necesară utilizarea unui *electrod de referință* al cărui potențial față de soluție să nu se modifice în funcție de concentrația de ioni din aceasta. Astfel se formează un *element galvanic* a cărui schemă de principiu și schemă electrică echivalentă sunt prezentate în Fig. 2.4.

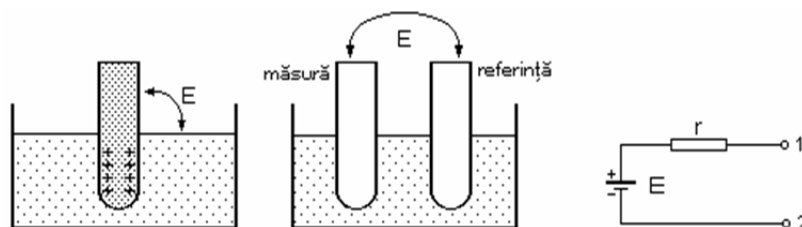


Fig. 2.4 Traductorul electrochimic și schema electrică echivalentă.

Tensiunea electromotoare E are valori tipice de ordinul zecilor de milivolți, iar rezistența internă r este cuprinsă de regulă în intervalul 1 - 1000 MΩ.

Traductoarele piezoelectrice se bazează pe utilizarea efectului piezoelectric și ele pot fi folosite pentru măsurarea unor mărimi mecanice: forțe, presiuni, vibrații. Cele mai folosite materiale sunt substanțele cristaline naturale (cuarț) sau sintetice (ceramici din titanat de bariu sau titanat-zirconat de plumb). În cazul cuarțului tensiunea de polarizare este maximă dacă direcția de solicitare coincide cu una din axele polare. Sarcina electrică Q , ce apare ca urmare a acțiunii unei forțe F , este dată de relația:

$$Q = kF \quad (2.5)$$

unde k este *modulul piezoelectric*, exprimat în C/N.

În *Tabelul 2.1* sunt prezentate valorile modulului piezoelectric și ale permitivității electrice relative pentru materialele menționate anterior.

Tabelul 2.1

Material	k [pC/N]	ϵ_r
cuarț	2,25	4,5
titanat de bariu	100-180	1100-1700
titanat -zirconat de plumb	90-300	300-1500

În Fig. 2.5 sunt prezentate schema de principiu a unui traductor piezoelectric și schemele electrice echivalente cu generator de sarcină, respectiv cu generator de tensiune. Specific traductoarelor piezoelectrice este circuitul de măsurare a efectului. El conține așa-numitul *amplificator de sarcină*, amplificator care "citește" variațiile sarcinii Q . Măsurarea tensiunii de ieșire a traductorului prin intermediul unui amplificator de tensiune nu se recomandă deoarece această soluție conduce la scăderea sensibilității și a benzii de frecvență datorită capacității parazite a cablului de conexiune dintre traductor și amplificator.



Fig. 2.5 Traductorul piezoelectric și schemele electrice echivalente.

Aceste traductoare nu pot fi folosite pentru solicitări (forțe) statice. Limita superioară a răspunsului în frecvență este dată de frecvența proprie de rezonanță a traductorului iar limita inferioară este determinată de circuitul de măsurare.

Traductoarele fotovoltaice se folosesc de modificarea caracteristicii volt-amperice a unei joncțiuni semiconductoare pn , așa cum se poate observa în Fig. 2.6, ca urmare a iluminării ei.

În polarizare inversă, joncțiunea funcționează ca *fotodiodă* (traductor parametric), intensitatea curentului fiind suma dintre curentul rezidual (de întuneric) i_R și fotocurentul i_ϕ .

$$i_A = -(i_\phi + i_R) \quad (2.6)$$

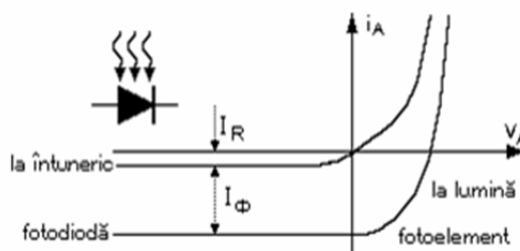


Fig. 2.6 Caracteristici VA ale traductorului fotovoltaic.

Fotocurentul este proporțional cu fluxul luminos incident pe joncțiunea fotodiodei și cu sensibilitatea acesteia: $i_\phi = S_\phi \Phi$. Intensitatea curentului rezidual este puternic dependentă de temperatură și contribuția lui

trebuie eliminată pentru ca măsurătorile să fie corecte. O altă posibilitate este aceea de a se efectua măsurătorile în condiții de scurtcircuit, situație în care:

$$(i_A)_{v_A=0} = -i_\phi \quad (2.7)$$

În cadranul IV joncțiunea funcționează ca *fotoelement* sau *celulă solară* (traductor generator), dispozitivul fiind conectat în acest caz pe o rezistență de sarcină. Regimul de generator se obține datorită separării electronilor și golurilor generați de radiația incidentă, separare produsă de către câmpul electric intern din zona sărăcită a joncțiunii.

2.2 TRADUCTOARE PENTRU MĂRIMI MECANICE

2.2.1 Traductoare pentru deformări și tensiuni

Dintre traductoarele pentru măsurarea deformărilor și tensiunilor mecanice un loc important îl ocupă traductoarele rezistive de tip *tensometru*. Acestea sunt traductoare analogice directe care oferă informații despre starea de deformare a unui corp solid, reprezentând o soluție standard, unanim acceptată pentru măsurarea deformațiilor, a stărilor de tensiune mecanică, a forțelor și a cuplurilor de forțe. Există două tipuri principale de tensometre: *cu fir metalic* și *cu semiconductor*.

Tensometrul cu fir metalic (Fig. 2.7a) se obține prin lipirea pe un suport izolanț a unui strat metalic îngust și cu rezistivitate mare, strat care constituie elementul activ al tensometrului. El se așează în zig-zag astfel încât o parte cât mai mare din lungimea sa să fie orientată în aceeași direcție. O structură asemănătoare se poate obține prin corodarea unui strat metalic subțire depus pe un suport izolanț. În cazul tensometrului semiconductor (Fig. 2.7b) elementul activ este constituit dintr-un filament semiconductor depus pe o folie elastică și izolanță.

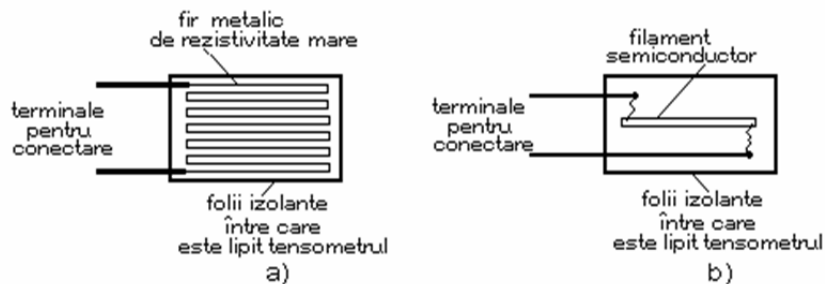


Fig. 2.7 Mărci tensometrice: cu fir metalic (a) și cu filament semiconductor (b).

Datorită aspectului și dimensiunilor lor, aceste tipuri de traductoare mai poartă și denumirea sugestivă de *mărci tensometrice*. Marca tensometrică se lipește cu ajutorul unor rășini sau cimenturi speciale pe corpul a cărui deformare se dorește a fi măsurată. Deformarea corpului (tensiunile mecanice) se transmite mărcii tensometrice care o convertește în semnal electric. Dacă se urmărește determinarea atât a mărimii cât și a direcției efortului unitar nu este suficientă o structură simplă de marcă tensometrică. În acest caz se lucrează cu *rozete tensometrice*. Acestea se produc într-o gamă largă de dispuneri geometrice dintre care, în Fig. 2.8, este prezentată doar cea mai simplă.



Fig. 2.8 Rozetă tensometrică.

La tensometrul cu strat sau fir metalic un prim factor în modificarea valorii rezistenței îl constituie variația relativă a lungimii firului, variație care este practic egală cu variația relativă a dimensiunilor corpului măsurat. Variația secțiunii transversale și variația de rezistivitate induse de modificarea volumului firului metalic introduc efecte neneglijabile, care au o pondere apropiată de cea a variației lungimii firului.

La tensometrul cu filament semiconductor efectele determinate de variația dimensiunilor sunt neglijabile în comparație cu efectul determinat de variația de rezistivitate a materialului semiconductor indusă de efortul mecanic.

Parametrii fizici cei mai semnificativi ce caracterizează performanțele tensometrelor sunt: *sensibilitatea*, *coeficientul de temperatură al rezistivității* și *liniaritatea*.

Sensibilitatea unei mărci tensometrice (cu dimensiunile geometrice în stare nedeformată a_o și $b_o \ll l_o$, arătate în Fig. 2.9) se definește ca fiind raportul dintre variația relativă a rezistenței și variația relativă a lungimii firului sau benzii metalice:

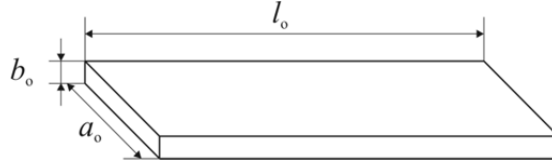


Fig. 2.9 Stratul rezistiv al unei mărci tensometrice.

$$S = \frac{\Delta R/R_o}{\Delta l/l_o} \quad (2.8)$$

în care indicele „o” se referă la valorile mărimilor respective în starea nedeformată.

Pentru găsirea unei relații de calcul a sensibilității se pornește de la formula generală de calcul a rezistenței unei benzi metalice:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.9)$$

pe care o diferențiem și obținem:

$$\frac{\Delta R}{R_o} = \frac{\Delta \rho}{\rho_o} + \frac{\Delta l}{l_o} - \frac{\Delta A}{A_o} \quad (2.10)$$

în care $A_o = a_o \cdot b_o$.

Ținând seama de relația de definiție a coeficientului Poisson, care caracterizează o deformare mecanică, prin raportul dintre contracția transversală unitară și alungirea axială unitară:

$$\mu = -\frac{\Delta a/a_o}{\Delta l/l_o} \quad (2.11)$$

se găsește pentru variația relativă a ariei secțiunii transversale:

$$\frac{\Delta A}{A_o} = \frac{\Delta a}{a_o} + \frac{\Delta b}{b_o} = -2\mu \frac{\Delta l}{l_o} \quad (2.12)$$

Pe de altă parte,

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_o} = \left(1 + k \frac{\Delta V}{V_o} \right) \quad (2.13)$$

unde k este o constantă caracteristică materialului și

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{\Delta A}{A_o} + \frac{\Delta l}{l_o} = \frac{\Delta l}{l_o} (1 - 2\mu) \quad (2.14)$$

deci:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_o} = \left(1 + k(1 - 2\mu) \frac{\Delta l}{l_o} \right) \quad (2.15)$$

Înlocuind expresiile (2.12) și (2.15) în expresia (2.10), se obține pentru variația relativă a rezistenței mărcii tensometrice expresia:

$$\frac{\Delta R}{R_o} = [1 + 2\mu + k(1 - 2\mu)] \frac{\Delta l}{l_o} \quad (2.16)$$

Astfel, pentru sensibilitatea tensometrului metalic se obține expresia:

$$S = 1 + 2\mu + k(1 - 2\mu) \quad (2.17)$$

Pentru majoritatea metalelor folosite în construcția tensometrelor $\mu = 0,3$ în domeniul deformațiilor elastice și $\mu = 0,5$ în domeniul deformațiilor plastice. De exemplu, dacă $k = 1$ și se lucrează în domeniul dimensiunilor elastice, atunci $S = 2$.

În cazul tensometrelor cu filament semiconductor, dacă direcția efortului mecanic și direcția "curgerii" curentului coincid, se poate arăta că:

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma \quad (2.18)$$

unde π_l este coeficientul piezorezistiv longitudinal iar σ este efortul longitudinal. Astfel, sensibilitatea unui tensometru cu filament semiconductor va fi dată de expresia:

$$S_{semicond} = \pi_l E \quad (2.19)$$

în care E este modului de elasticitate longitudinal. Valorile tipice pentru această mărime sunt cuprinse în intervalul 100-200.

Tabelul 2.2

Parametru	u.m.	Tensometru metalic	Tensometru semiconductor (siliciu)
Sensibilitate	-	2	100
Coeficientul de temperatură al rezistenței	$\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	$\pm(10-20)$	700-7000
Coeficientul de dilatare liniară	$\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	10-20	3,2
Domeniul de deformații măsurabil ($\Delta l/l$)	$\times 10^{-6}$	10000	100-1000
Toleranța asupra valorii nominale	%	± 10	± 10

În general, funcționarea corectă a unei marci tensometrice este garantată de către producător într-un anumit domeniu de temperaturi deoarece variațiile de temperatură pot determina variații ale valorii rezistenței tensometrului și diferențe între coeficienții de dilatare ai tensometrului și materialului a cărui stare de efort se măsoară. Toate acestea efecte vor determina variații ale sensibilității în funcție de temperatură, fiind mai pronunțate în cazul tensometrelor cu filament semiconductor. Pentru o mai bună apreciere a performanțelor celor două tipuri de tensometre, acestea sunt prezentate comparativ în Tabelul 2.2.

Schema bloc generală a aparatelor de măsură tensometrice este prezentată în Fig.2.10.

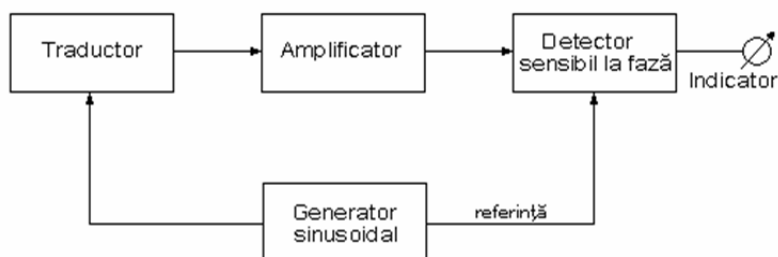


Fig. 2.10 Schema bloc a unui sistem de măsură tensometrică.

Traductorul este alimentat de un generator de tensiune sinusoidală. Semnalul de ieșire al punții traductoare este amplificat și apoi aplicat unui detector sensibil la fază (detector sincron) care primește semnalul de referință de la același generator. Din totalitatea semnalelor de la intrarea sa, detectorul sincron le va evidenția cu prioritate doar pe acelea care sunt în fază (sau au un defazaj constant în timp) cu (față de) semnalul de referință. Detectorul sensibil la fază, pe lângă faptul că indică semnul tensiunii de dezechilibru, mai are și următoarele proprietăți:

- elimină practic toate semnalele cu frecvențe necorelate cu frecvența semnalului util
- elimină armonicile pare ale semnalului și atenuează armonicile impare
- atenuează componenta în cuadratură a semnalului.

Datorită acestor proprietăți raportul semnal/zgomot este îmbunătățit considerabil, factorul de rejecție a componentelor nedorite putând atinge valori de 50-60dB în cazul detectoarelor speciale.

2.2.2 Traductoare pentru măsurarea deplasărilor

Traductorul inductiv

Inductanța unei bobine cu întrefier variabil sau cu un miez mobil variază cu deplasarea după legea:

$$L - L_0 = Sd \quad (2.20)$$

în care L_0 este inductanța de referință a bobinei, S - sensibilitatea traductorului, d - deplasarea care trebuie măsurată și L - inductanța bobinei după efectuarea deplasării.

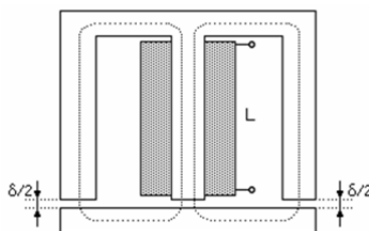


Fig. 2.11 Traductor inductiv cu întrefier.

Traductoarele inductive cu întrefier variabil (Fig.2.11) se pot folosi atât în varianta cu contact, caz în care armătura se mișcă sub acțiunea piesei în legătură cu care se măsoară deplasarea, cât și în varianta fără contact, caz în care armătura prin care se închide circuitul magnetic al traductorului este piesa în legătură cu care se măsoară deplasarea. În acest din urmă caz piesa trebuie să fie dintr-un material feromagnetic. Pentru aceste traductoare inductanța bobinei este dată de relația:

$$L = \frac{K}{\delta} \quad (2.21)$$

unde δ este mărimea întrefierului iar K este o constantă caracteristică pentru traductor. Dacă $\delta = \delta_0 - d$,

unde δ_0 este întrefierul inițial, și $d / \delta_0 \ll 1$, atunci:

$$L = \frac{K}{\delta_0 - d} \approx \frac{K}{\delta_0} \left(1 + \frac{d}{\delta_0} \right) \quad (2.22)$$

sau:

$$L - \frac{K}{\delta_0} = \frac{K}{\delta_0^2} d \quad (2.23)$$

Așadar, măsurând variația inductanței $L - L_0$, se pot măsura deplasări. Comparând relațiile (2.20) și (2.23) se vede că:

$$L = \frac{K}{\delta_0} \quad (2.24)$$

și:

$$S = \frac{K}{\delta_0^2} \quad (2.25)$$

Valorile tipice pentru aceste tipuri de traductoare sunt: $\delta_0 = 0,5-5\text{mm}$ și $d_{\max} = 200\mu\text{m}$.

Traductorul inductiv diferențial

Traductoarele simple prezintă dezavantajul unui consum mare de energie și al influenței unor factori paraziți asupra semnalului rezultat în urma procesului de măsurare. Aceste neajunsuri sunt în mare măsură atenuate de traductoarele complexe.

Avantajele utilizării unor structuri diferențiale în componența traductoarelor sunt: (a) reducerea efectelor factorilor paraziți (mediu ambiant, îmbătrânirea componentelor), aceștia acționând ca factori de

mod comun și (b) liniarizarea caracteristicii de transfer. Spre exemplificare, în Fig. 2.12 este prezentată schema unui traductor diferențial de deplasare, împreună cu circuitul de măsură.

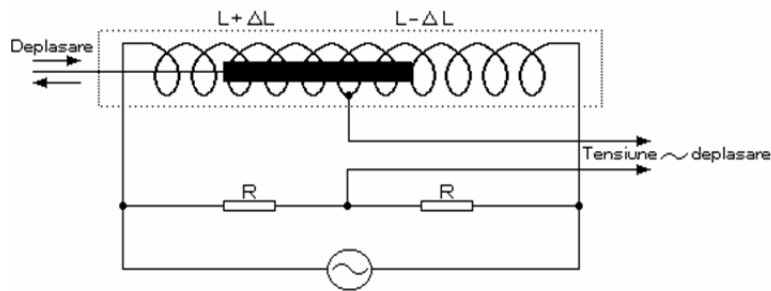


Fig. 2.12 Traductor inductiv diferențial.

Se poate observa că cele două bobine identice sunt plasate în ramurile adiacente ale unei punți de curent alternativ (1-50kHz). În interiorul bobinelor se află un miez mobil care este un tubuleț de ferită la traductoarele care măsoară deplasări mici de până la $\pm 1\text{mm}$, sau din oțel moale la traductoarele care măsoară deplasări mai mari. Miezul mobil se continuă cu o tijă dintr-un material neferomagnetic care se fixează pe piesa a cărei deplasare se măsoară. De obicei el are o lungime de 0,2-0,8 din lungimea ansamblului bobinelor și nu trebuie să aibă frecări și nici deplasări laterale. În absența deplasării, miezul feromagnetic este plasat astfel încât puntea să fie echilibrată. La deplasarea miezului (determinată de deplasarea exterioară ce trebuie măsurată) puntea se dezechilibrează, tensiunea de dezechilibru fiind o măsură a deplasării.

Aceast traductor este caracterizat de o sensibilitate de circa 1V/mm pentru valori maxime ale deplasărilor cuprinse în domeniul 2-50 mm și o liniaritate de circa 0,5%. El constituie tipul de traductor cel mai utilizat în micrometrele inductive.

Dacă se folosesc două traductoare de acest gen conectate în câte o punte de măsură, se pot măsura suma sau diferența a două deplasări. Semnalele de ieșire ale punților corespunzătoare celor două traductoare se însumează sau se scad, iar semnalul rezultat se aplică unui amplificator de curent alternativ.

Transformatorul diferențial liniar variabil

Transformatorul diferențial liniar variabil (TDLV) face parte din categoria senzorilor electromagnetici și este folosit pentru măsurarea deplasărilor. El funcționează pe baza fenomenului de inducție electromagnetică, după principiul transformatorului. TDLV este constituit dintr-o bobină primară și două bobine secundare, identice din punct de vedere geometric și al numărului de spire, poziționate una lângă alta (Fig. 2.13). Transformatorul este alimentat în primar cu o tensiune sinusoidală cu frecvență joasă (10^1 kHz), tensiunile din înfășurările secundare fiind de ordinul 10-20 V. Toate bobinele sunt de formă cilindrică, la fel ca și miezul magnetic care este mobil și este pus în contact mecanic cu mecanismul a cărui deplasare dorim să o măsurăm.

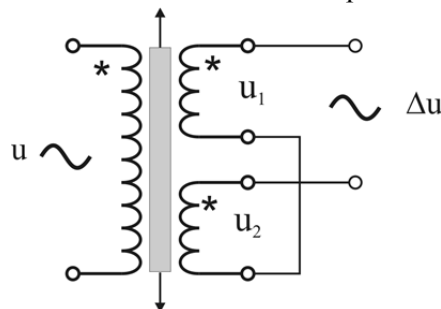


Fig.2.13 Transformator diferențial liniar variabil.

Conform legilor care guvernează funcționarea circuitelor cuplate inductiv, tensiunile individuale u_1 și u_2 de la bornele celor două înfășurări secundare sunt:

$$u_1 = \frac{M_1}{L} u \quad (2.26)$$

$$u_2 = \frac{M_2}{L} u \quad (2.27)$$

În relațiile precedente L și u sunt inductanța înfășurării primare, respectiv tensiunea la bornele ei, iar M_1 și M_2 sunt inductanțele mutuale corespunzătoare celor două înfășurări secundare. Este important de menționat faptul că mărimile celor două inductanțe mutuale depind de poziția miezului magnetic. În situația în care miezul magnetic este centrat, cele două inductanțe mutuale și implicit tensiunile de la bornele înfășurărilor secundare sunt identice. Dacă cele două înfășurări secundare sunt conectate în serie și în antifază (asteriscul indică faptul că toate cele trei tensiuni oscilează în fază), atunci la bornele de ieșire se va măsura diferența tensiunilor lor:

$$\Delta u = u_1 - u_2 = \frac{M_1 - M_2}{L} u \quad (2.28)$$

Sau, altfel spus, cele două tensiuni de la bornele înfășurărilor secundare se însumează în antifază. Se poate observa că dacă miezul magnetic este poziționat simetric, $M_1 = M_2$ și tensiunea de ieșire este nulă. Dacă miezul magnetic se deplasează tensiunea de ieșire va fi direct proporțională cu deplasarea și ea va fi în fază sau în antifază cu tensiunea de intrare, în funcție de sensul deplasării. Astfel, dacă pentru măsurarea tensiunii de ieșire se folosește un detector sensibil la fază (detector sincron), el ne va oferi informații atât despre mărimea deplasării miezului magnetic (prin mărimea tensiunii de ieșire), cât și despre sensul acesteia (prin semnul „+” sau „-” al ei).

2.2.3 Traductoare de presiune

Traductoare cu transformări succesive de mărimi

Atunci când se dorește un randament ridicat de conversie a mărimii de măsurat într-o mărime electrică se folosește transformarea succesivă a acesteia folosind un lanț de traductoare. De exemplu, pentru transformarea presiunii în tensiune electrică, aceasta este convertită mai întâi în deplasare prin intermediul traductorului presiune-deplasare, iar apoi în semnal electric cu ajutorul unui traductor de deplasare inductiv (Fig.2.14).

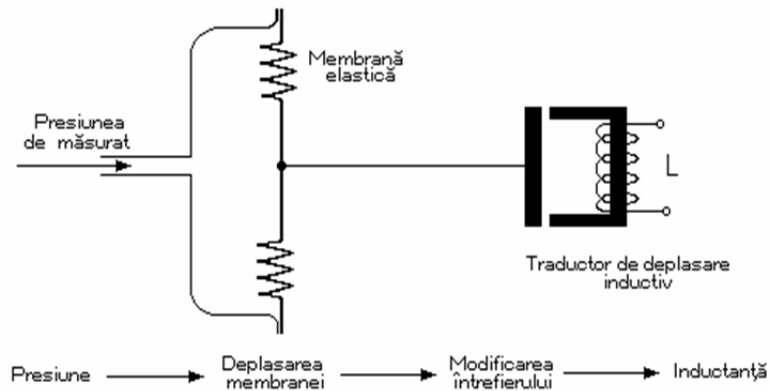


Fig. 2.14 Traductor de presiune cu transformări succesive.

Traductoare cu compensare

Traductoarele cu compensare sunt în esență structuri cu reacție negativă. Reacția negativă le conferă avantajul convertirii mărimii neelectrice în mărime electrică, practic fără consum de energie de la obiectul sau fenomenul de măsurat, aceasta fiind principala caracteristică a acestui tip de traductoare.

Fig. 2.15 prezintă un traductor de presiune cu compensare, obținut prin adăugarea reacției negative la traductorul cu transformări succesive din Fig.14. Din analiza funcționării schemei rezultă câteva caracteristici importante ale traductoarelor cu compensare: (a) la ieșirea traductorului puterea semnalului este mare, putând chiar comanda un dispozitiv de acționare; (b) sarcina pe care lucrează traductorul nu îi afectează funcționarea; (c) se poate asigura compensarea aproape totală a factorilor paraziți; (d) se poate folosi foarte bine în sistemele automate de măsură și control.

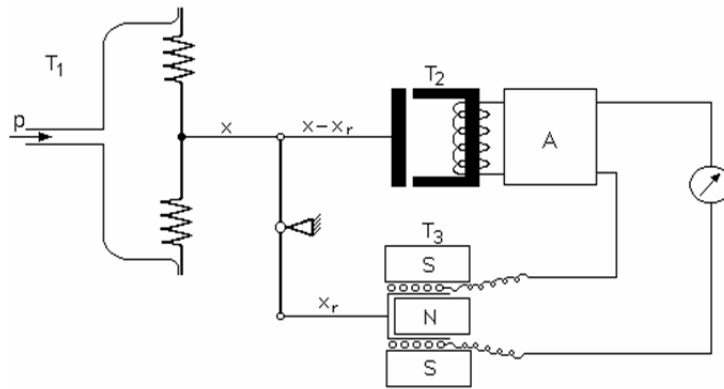


Fig. 2.15 Traductor de presiune cu compensare.

2.2.4 Traductoare în frecvență

Datorită utilizării pe scară tot mai largă a aparatelor de măsură digitale, este foarte utilă convertirea mărimilor de măsurat în semnale sinusoidale sau succesiuni de impulsuri. Printre marile avantaje ale sistemelor de măsură digitale trebuie amintite precizia ridicată și raportul semnal/zgomot foarte bun.

Traductorul cu coardă vibrantă se folosește pentru măsurarea unor mărimi mecanice cum ar fi deformațiile, forțele, presiunile etc. Funcționarea sa se bazează pe însăși expresia frecvenței proprii de oscilație a unei coarde supusă unei tensiuni mecanice:

$$f = \frac{1}{2l_o} \sqrt{\frac{\sigma_o}{\rho}} = \frac{1}{2l_o} \sqrt{\frac{F_o}{\rho A}} \quad (2.29)$$

În această relație l_o este lungimea corzii, ρ - densitatea materialului acesteia, F_o - forța care a tensionat coarda, A - aria secțiunii corzii și $\sigma_o = F_o/A$ - efortul unitar. Deci coarda poate fi privită ca un rezonator electromecanic cu un factor de calitate ridicat a cărui frecvență de rezonanță este determinată de tensiunea mecanică la care este supusă. Dacă o astfel de coardă este plasată între polii unui electromagnet și este determinată să oscileze de către mărimea mecanică de măsurat, oscilațiile mecanice pot fi convertite în oscilații electrice cu ajutorul unui traductor auxiliar (capacitiv sau inductiv). Aceste oscilații electrice sunt amplificate, apoi sunt aplicate electromagnetului și se reîntorc în coardă sub forma unui curent. Ca urmare a interacțiunii dintre câmpul magnetic și curentul electric din coardă, asupra acesteia se exercită o forță care va întreține oscilațiile corzii. Întregul ansamblu poate fi privit ca un sistem cu reacție pozitivă.

Modularea în frecvență a unui oscilator

Traductoarele realizate pe acest principiu realizează modulația în frecvență a unui oscilator prin includerea în circuitul oscilant al acestuia a unui traductor inductiv sau capaciv, direct sau complex. Multe traductoare în frecvență se pretează la realizarea lor sub formă integrată, ele conținând un traductor parametric sau generator și un convertor tensiune (curent) - frecvență.

Traductorul cu reluctanță variabilă este folosit pentru măsurarea frecvenței de rotație a unor piese mecanice în mișcare. Schema lui de principiu este prezentată în Fig. 2.16. Roata dințată, din material feromagnetic, este atașată piesei a cărei frecvență trebuie măsurată. Variațiile distanței dintre roata dințată și miezul bobinei determină variații periodice ale fluxului magnetic, variații care vor determina apariția unor impulsuri de tensiune la bornele acesteia. Din frecvența impulsurilor electrice poate fi calculată frecvența de rotație a piesei mecanice. Amplitudinea impulsurilor electrice este cu atât mai mică cu cât turația piesei scade (datorită micșorării vitezei de variație a fluxului magnetic), dar acest lucru poate fi compensat prin mărirea numărului de dinți ai roții dințate. Avantajul acestei metode constă în lipsa contactului mecanic dintre traductor și piesa în mișcare.

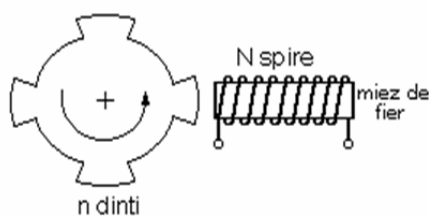


Fig. 2.16 Traductor cu reluctanță variabilă.

Acest tip de traductor poate fi realizat și sub alte forme constructive: elice cu mai multe brațe la capătul fiecărui braț fiind plasat un mic magnet, șuruburi de oțel introduse în tamburi de material nemagnetic sau lamele de turbine. Senzorul propriu-zis poate fi o bobină ca cea din figură sau un senzor magnetic integrat.

Traductoarele în impulsuri pot fi folosite la măsurarea turațiilor dar și a altor mărimi care pot fi convertite în turație, cum ar fi de exemplu debitul unui fluid care pune în mișcare o elice.

Traductoarele fotoelectrice se bazează pe intrarea în stare de conducție a unei fotodiode odată cu iluminarea ei. Dacă fasciculul de lumină este întrerupt cu o anumită frecvență, atunci în circuitul diodei apar impulsuri de curent cu aceeași frecvență. Astfel pot fi măsurate turații, deplasări etc. Absența contactului mecanic cu piesa în mișcare constituie o caracteristică esențială a acestui tip de traductor. Spre deosebire de traductorul cu reluctanță variabilă, în cazul căruia frecvența limită inferioară este limitată, traductorul fotoelectric poate funcționa până la viteze de deplasare oricât de mici sau chiar nule. În acest din urmă caz traductorul funcționează ca traductor de deplasare.

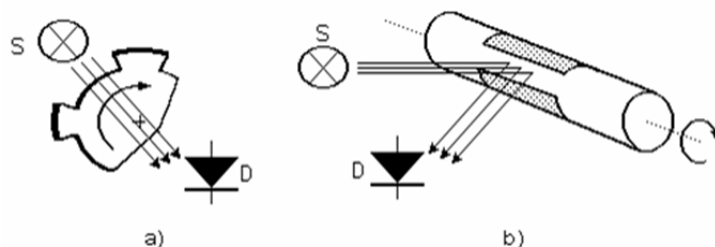


Fig. 4.17 Traductoare fotoelectrice: cu transmisie (a) și cu reflexie (b).

Traductorul poate lucra în lumină transmisă (Fig. 2.17a) sau reflectată (Fig. 2.17b). De obicei, aceste tipuri de traductoare se realizează sub formă monolitică, sursa de radiație și detectorul fiind fixate într-un bloc injectat de rășină termoplastică. Pentru evitarea influenței luminii ambiante se lucrează cu radiații infraroșii.

2.2.5 Traductor de viteză pentru gaze

Pentru măsurarea vitezei de curgere a gazelor se folosește *traductorul de durată în impuls*. Principiul lui de funcționare este prezentat în Fig. 2.18.

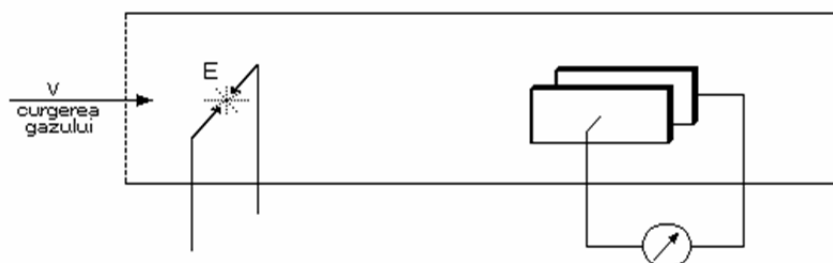


Fig. 2.18 Traductor pentru măsurarea vitezei de curgere a unui gaz.

În conducta prin care curge gazul se plasează o pereche de electrozi supuși la impulsuri de tensiune capabile să producă ionizarea atomilor sau moleculelor gazului și o pereche de armături supusă și ea unei tensiuni electrice, dar continuă și mai mică. Intensitatea curentului prin circuitul perechii de armături depinde de conductibilitatea electrică a gazului. Distanța dintre electrozi și armături este cunoscută. Impulsul de tensiune aplicat perechii de electrozi produce un "pachet" de ioni care este transportat de curentul de gaz

spre perechea de armături. La traversarea lor, datorită conductibilității mai mari a gazului, în circuitul exterior apare un impuls de curent. Dacă secțiunea tubului prin care curge gazul este constantă și cunoscută, determinarea debitului lui se reduce la determinarea vitezei de curgere. Aceasta se poate face din măsurarea intervalului de timp dintre impulsul de ionizare și impulsul din circuitul armăturilor. Tot din clasa traductoarelor în durată de impuls fac parte și traductoarele care utilizează impulsuri de ultrasunete pentru măsurarea de grosimi, nivele de fluide în recipiente, debite (prin efect Doppler), pentru defectoscopie etc.

2.3 TRADUCTOARE DE TEMPERATURĂ

Măsurarea temperaturii se bazează pe diferite fenomene și efecte fizice, în care variația ei determină modificări ale unor proprietăți sau caracteristici ale materialelor: variația dimensiunilor geometrice, variația rezistenței electrice, apariția unei tensiuni electromotoare de-a lungul joncțiunii a două metale, variația intensității radiației emise, variația frecvenței de rezonanță a unui cristal de cuarț etc. Acuratețea procesului de măsurare a temperaturii este foarte importantă pentru cele mai multe aplicații de control a diferitelor procese tehnologice.

Din punct de vedere practic, intervalul de temperatură de interes general pe Pământ este cuprins între 0 și 20000K, el putând fi restrâns până la 0-5000K pentru majoritatea aplicațiilor științifice și industriale. Cu toată această restrângere, intervalul de temperaturi este foarte mare și el nu poate fi acoperit de un singur tip traductor de temperatură. De aceea, una din restricțiile care se impun la utilizarea traductoarelor de temperatură este intervalul util în care un traductor poate funcționa. Alți parametri importanți sunt precizia de măsurare, dimensiunile, sensibilitatea, stabilitatea, liniaritatea sau timpul de răspuns.

Cele mai obișnuite dispozitive de măsurare a temperaturii sunt: termometrele cu *lichid*, termometrele *manometrice*, termometrele *bimetalice*, *termocuplurile*, *termorezistoarele* metalice, *termistoarele*, termometrele cu *cuarț*, *pirometrele de radiație*. Dintre acestea, primele trei sunt traductoare care nu necesită dispozitive electronice pentru a putea măsura temperatura. În *Tabelul 2.3* sunt prezentate patru dintre cele mai utilizate tipuri de traductoare de temperatură.

Tabelul 2.3

Tip de traductor	Domeniul de temperaturi [°C]	Caracteristici	Observații
cu SEMICONDUCTORI	-55 ... +150	<ul style="list-style-type: none"> liniaritate repetabilitate sensibilitate 10mV/K sau 10μA/K 	<ul style="list-style-type: none"> necesită o sursă de excitare
TERMOCUPLU	-184 ... +2300	<ul style="list-style-type: none"> caracteristici repetabile 	<ul style="list-style-type: none"> necesită o joncțiune rece compensatoare
cu REZISTENȚĂ VARIBILĂ	-200 ... +850	<ul style="list-style-type: none"> liniaritate bună acuratețe 	<ul style="list-style-type: none"> necesită o sursă de excitare cost redus
TERMISTORUL	-75 ... +300	<ul style="list-style-type: none"> liniaritate slabă sensibilitate bună 	<ul style="list-style-type: none"> necesită o sursă de excitare

Senzorii de temperatură cu semiconductori se pretează la realizarea lor sub formă integrată, au un nivel mare al semnalului de ieșire dar acoperă un domeniu relativ restrâns de temperaturi. Termometrele cu rezistență metalică au o acuratețe și o liniaritate mai bune, dar necesită o sursă de energie de excitare și un circuit de măsură de tip punte. Termistorii au cea mai mare sensibilitate dar sunt puternic neliniari. În cele ce urmează vom face câte o scurtă prezentare fiecăreia dintre aceste clase de traductori de temperatură.

2.3.1 Senzori cu dispozitive semiconductoare

Intensitatea curentului prin joncțiunea unei diode semiconductoare aflată în stare de conducție (polarizare directă) poate fi scrisă cu o foarte bună aproximație ca:

$$I \cong I_s e^{\frac{eu_d}{kT}} \quad (2.30)$$

Relația este valabilă și pentru joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar (Fig. 2.19).

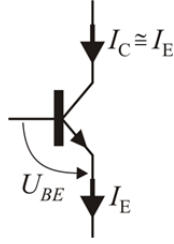


Fig. 2.19 Tensiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar depinde temperatură (ec. 3.32).

Neglijînd contribuția curentului de bază la curentul de colector, se poate scrie:

$$I_C \cong I_s e^{\frac{eU_{BE}}{kT}} \quad (2.31)$$

Exprimînd tensiunea dintre bază și emitor din relația precedentă:

$$U_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I_s} \quad (2.32)$$

vom observa că aceasta este direct proporțională cu temperatura mediului în care se află joncțiunea. Pe această dependență se bazează folosirea unor structuri integrate cu tranzistori pentru măsurarea temperaturii. La temperatura de 300K mărimea raportului kT/e este de 26 mV.

Considerînd o structură formată din n tranzistori identici conectați în paralel (Fig. 2.20), curenții de colector ai tranzistorilor vor fi și ei identici, astfel încât curentul total de colector al structurii va fi:

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} + \dots + I_{Cn} = nI_s e^{\frac{eU_{BE_n}}{kT}} \quad (2.33)$$

Astfel, tensiunea dintre bazele și emitorii tranzistorilor va avea expresia:

$$U_{BE_n} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{nI_s} \quad (2.34)$$

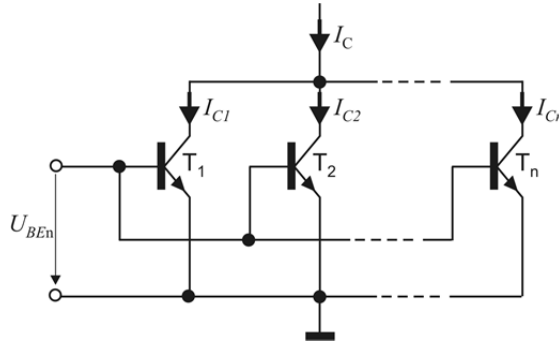


Fig. 2.20 Sensibilitatea unui senzor de temperatură poate fi mărită prin conectarea în paralel a mai multor tranzistori bipolari.

Dacă o astfel de structură se asociază cu încă un tranzistor (T_{11}) identic cu primii și cu o oglindă de curent (T_{12} și T_{13}), se realizează un senzor de temperatură ca cel din Fig. 2.21. Oglinda de curent asigură egalitatea curenților de colector pentru tranzistorul T_{11} și pentru structura T_1, T_2, \dots, T_n . Tensiunea dintre bază și emitorul tranzistorului T_{11} este dată de expresia (2.32) iar tensiunea U_{BE_n} va fi cea dată de relația (2.34). Între tensiunile marcate în figură există relația:

$$U_{BE} = U_{BE_n} + U_{ies} \quad (2.35)$$

sau:

$$\frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I_s} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{nI_s} + U_{ies} \quad (2.36)$$

astfel încât expresia tensiunii de ieșire va fi:

$$U_{ies} = \frac{kT}{e} \ln n \quad (2.37)$$

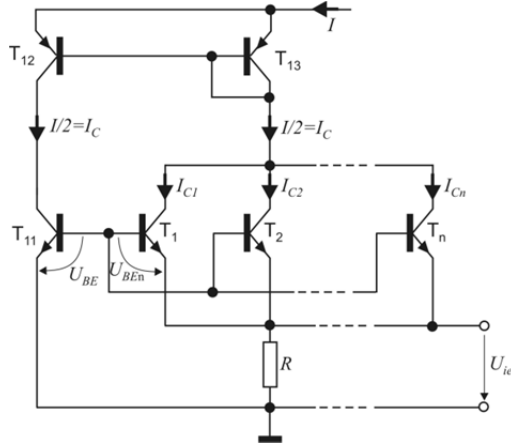


Fig. 2.21 Aria de tranzistori ca senzor de temperatură.

Pe același principiu fizic se bazează folosirea amplificatorului Norton ca senzor de temperatură. Conexiunea care trebuie realizată atunci când amplificatorul Norton este folosit în acest scop este prezentată în Fig. 2.22a.

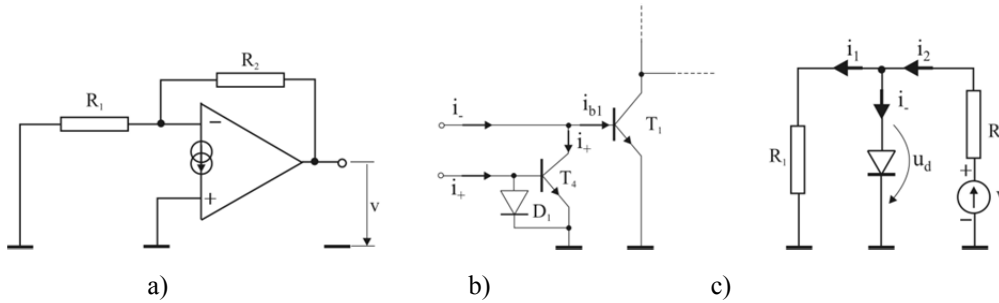


Fig. 2.22 Amplificatorul Norton ca senzor de temperatură.

Joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 din structura internă a amplificatorului (în Fig. 2.22b este prezentată doar partea de intrare a acestuia) este polarizată direct de către tensiunea de ieșire care apare ca urmare a alimentării amplificatorului cu tensiunea V_+ . Expresia tensiunii de ieșire poate fi calculată pe folosind schema echivalentă din Fig. 2.22c, pe baza căreia pot fi scrise relațiile $i_- \ll i_1, i_2 \Rightarrow i_1 \cong i_2$,

$i_1 = \frac{u_d}{R_1}$ și $v = i_2 R_2 + i_1 R_1$, în final rezultând:

$$v = u_d \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.38)$$

Considerând constante valorile rezistențelor din circuit, din relația (2.38) se observă că tensiunea de ieșire depinde exclusiv de tensiunea joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_1 . Este cunoscut faptul că pentru o joncțiune de Si, tensiunea în polarizare directă este dependentă de temperatură. Ea variază cu aproximativ $-2 \text{ mV}^\circ\text{C}$, astfel încât pe baza relației (2.38) poate fi scrisă expresia variației a tensiunii de ieșire:

$$\Delta v = -2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[\frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \right] \quad (2.39)$$

Variația tensiunii de ieșire poate fi scalată alegând în mod adecvat raportul R_2/R_1 . Astfel, dacă dorim ca tensiunea de ieșire să varieze cu 10 mV la o variație a temperaturii cu 1°C , se alege $R_2/R_1 = 4$.

Un astfel de senzor este sensibil chiar și la variațiile de temperatură datorate contactului cu corpul uman. El poate fi folosit ca senzor de nivel de temperatură dacă semnalul de la ieșirea sa este aplicat la intrarea unui comparator de tensiune care poate fi realizat tot cu un amplificator Norton.

2.3.2 Termocuplul

Am văzut în capitolul precedent că Efectul Seebeck este conversia unei diferențe de temperatură direct în electricitate. Acest efect stă la baza funcționării traductoarelor de temperatură numite termocupluri. Atunci când o pereche de două metale diferite sunt sudate astfel încât să formeze o buclă închisă (Fig. 2.23) iar cele două joncțiuni sunt plasate în medii cu temperaturi diferite, bucla va fi parcursă de un curent electric a cărui intensitate depinde de diferența dintre temperaturile joncțiunilor.

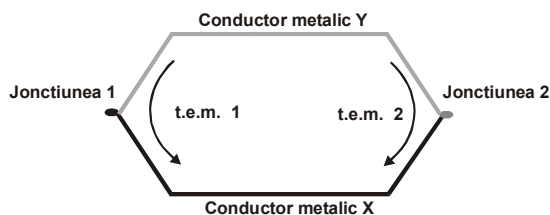


Fig. 2.23 Genararea tensiunii electrice într-o buclă din metale diferite.

Pentru aceleași două metale diferite și o aceeași diferență de temperatură dintre joncțiuni, tensiunea electromotoare netă (suma algebrică a celor două t.e.m.) este aceeași. Ea poate fi măsurată și calibrată în unități de măsură a temperaturii.

Dacă cele două joncțiuni se află la aceeași temperatură, tensiunea electromotoare netă este nulă. În momentul în care temperatura uneia dintre cele două joncțiuni începe să se modifice apare o t.e.m. netă care este cu atât mai mare cu cât diferența dintre temperaturi este mai mare. Acesta este principiul pe care se bazează funcționarea termocuplului.

O buclă ca cea din Fig. 2.23 poate fi folosită pentru măsurarea temperaturii dintr-o încălțare dacă unul din cele două fire metalice este întrerupt și în circuit se intercalează un voltmetru cu impedanță de intrare foarte mare (Fig. 2.24). Voltmetrul va măsura suma algebrică a tensiunilor de pe cele două joncțiuni.

Una dintre joncțiuni (*joncțiunea de măsură* sau *joncțiunea caldă*) va reprezenta joncțiunea de măsură. În majoritatea cazurilor ea este introdusă într-o mantă protectoare, formând împreună *sonda de măsură*. Ea este plasată în mediul a cărui temperatură vrem să o măsurăm. Mărimea și sensul curentului care va parcurge circuitul atunci când joncțiunile se află la temperaturi diferite depinde de diferența de temperatură și de tipul metalelor folosite. De regulă, tensiunea rezultantă este mică (de ordinul mV). Voltmetrul conectat în circuit reprezintă „ieșirea” pentru utilizator și este calibrat în unități de temperatură.

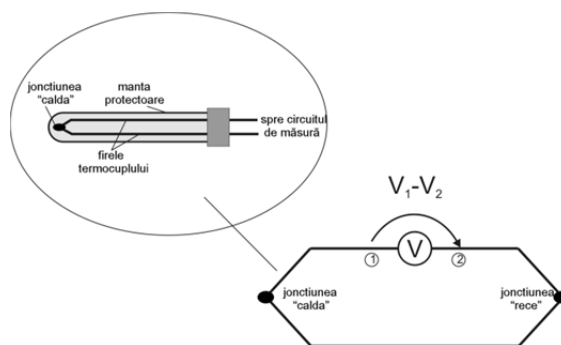


Fig. 2.24 Termocuplul.

Pentru o bună acuratețe a rezultatelor, cea de a doua joncțiune (*joncțiunea de referință* sau *joncțiunea rece*) trebuie menținută la o temperatură constantă, eliminând astfel erorile datorate driftului termic. Joncțiunea de referință este denumită și joncțiune rece, chiar dacă temperatura ei (de regulă 0°C) poate fi mai mare decât temperatura joncțiunii de măsură. Tensiunea rezultantă nu este influențată de dimensiunile conductorilor, de ariile suprafețelor joncțiunilor sau de modul în care sunt sudate metalele.

Metalele tipice folosite pentru construcția termocuplurilor sunt rodiul, aliajele de nichel și crom, aliajele de aluminiu și nichel sau aliajele de nichel și cupru. Metalele care se împerechează cu acestea sunt platina, cuprul și fierul. Incinta de protecție în care este introdusă joncțiunea de măsură trebuie să fie rezistentă atât din punct de vedere mecanic și la mediile corozive.

În *Tabelul 2.4* sunt prezentate tipurile de termocupluri și caracteristicile lor, precum și notațiile internaționale folosite pentru ele, iar în Fig. 2.25 sunt reprezentate caracteristicile electrice ale lor.

Termocuplurile sunt folosite pe scară largă la măsurarea temperaturilor solidelor, lichidelor sau gazelor în furnale sau reactoare nucleare, la monitorizarea temperaturii în timpul operațiilor medicale sau la măsurarea temperaturii obiectelor foarte mici, de exemplu a componentelor electronice semiconductoare.

Tabelul 2.4

Materiale pentru joncțiuni	Variația de tensiune pe tot intervalul de temperatură [mV]	Intervalul de temperatură recomandat [°C]	Notăție ANSI	Caracteristici
Pt 94% Rh 6% – Pt 70% Rh 30%	13,6	38...+1800	B	Liniaritate bună la temperaturi înalte
W95%Re5% - W 75% Re 25%	37	0...+2300	C	Adecvat pentru temperaturi înalte. Casant, greu de manipulat, costisitor.
Cromel - Constantan	75	0...+982	E	Cea mai mare sensibilitate. Derivă relativ mare în timp. Este nemagnetic.
Fier - Constantan	50	-184...+760	J	Cel mai ieftin
Cromel - Alumel	56	-184...+1260	K	Cea mai bună liniaritate. Relativ costisitor.
Platină – Pt 87% Rh 13%	18,7	0...+1593	R	Dimensiuni mici, timp de răspuns scurt. Poate fi utilizat în atmosfere oxidante.
Platină – Pt 90% Rh 10%	16	0...+1538	S	Idem
Cupru - Constantan	26	-184...+400	T	Rezistent la umiditate. Aplicații în industria alimentară, frigorifică și în mediul înconjurător.
Cu - Aur și cobalt	5,8	-265...0		Sensibilitate bună la temperaturi joase. Costisitor.

Cromel - aliaj 90%Ni + 10%Cr, *Constantan* - aliaj 55%Cu + 45%Ni, *Alumel* - aliaj Ni + Al

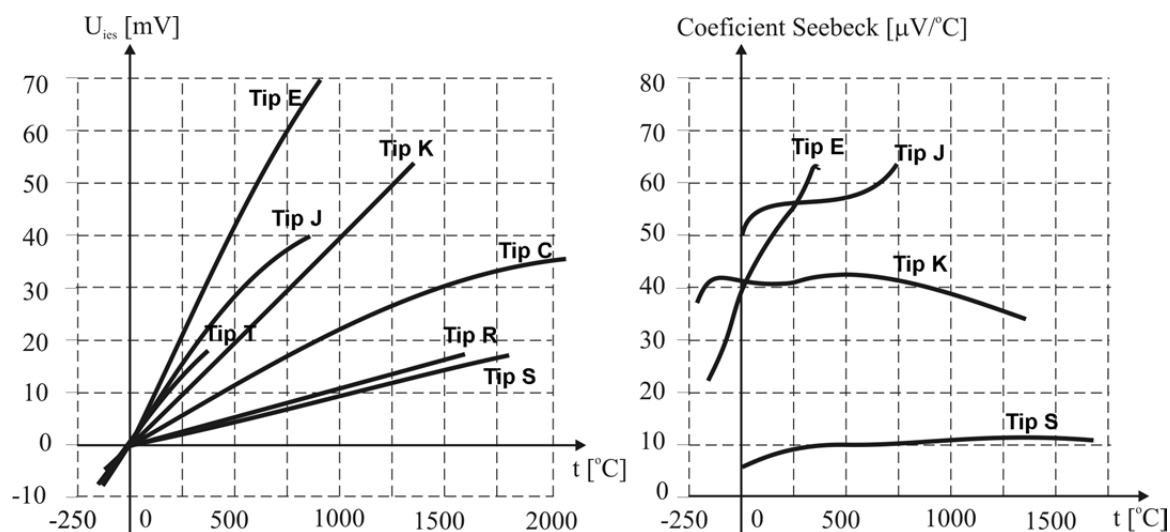


Fig. 2.25 Caracteristicile termocuplurilor în funcție de temperatură.

În general termocuplurile sunt ieftine și versatile. Utilizând termocupluri se pot măsura temperaturi de la -265°C până la 2300°C cu o precizie care depinde de natura metalelor folosite pentru construcția lor. Dintre senzorii cu care temperatura se măsoară direct, termocuplurile acoperă cel mai larg domeniu de temperaturi. Ele răspund destul de rapid la variațiile de temperatură dar au o acuratețe mai mică decât termometrele cu rezistență metalică.

La început, cea mai îndemână metodă de menținere la o temperatură constantă a joncțiunii de referință era plasarea ei într-o baie de apă cu gheață aflată la 0°C . Azi este însă mult mai practic să se folosească metode electronice de realizare a tensiunii de referință corespunzătoare temperaturii de 0°C , chiar dacă joncțiunea rece este la o altă temperatură. În Fig. 2.26 este prezentată o schemă bloc a unui circuit electronic destinat acestui scop.

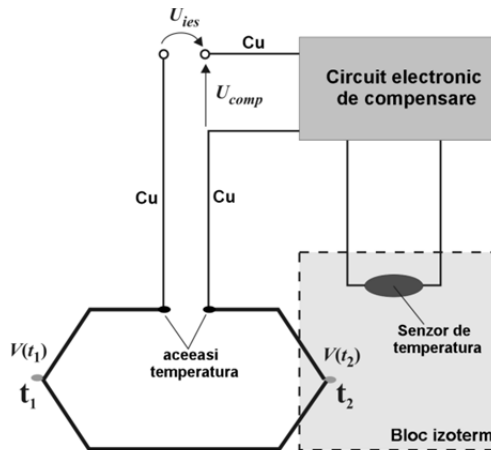


Fig. 2.26 Compensarea electronică a temperaturii joncțiunii de referință.

Joncțiunea de referință, aflată la o temperatură oarecare este plasată într-un bloc izoterm a cărui temperatură, t_2 , este măsurată de un alt senzor de temperatură. Semnalul electric (curent sau tensiune) al senzorului este aplicat unui circuit electronic care furnizează la ieșirea sa o tensiune (U_{comp}) care compensează diferența dintre tensiunea joncțiunii la temperatura t_2 și tensiunea ei la 0°C . Circuitul electronic de compensare poate fi realizat, de exemplu, cu un amplificator operațional conectat ca aplicator diferențial.

Analizând schema din Fig. 2.26 se poate observa că:

$$U_{ies} - U_{comp} = V(t_1) - V(t_2) \quad (2.40)$$

Tensiunea de la ieșirea comparatorului este funcție de temperatura blocului izoterm. Calibrarea dispozitivului de măsurare se face în felul următor: se plasează joncțiunea de măsură la 0°C și se ajustează amplificarea circuitului de compensare astfel încât tensiunea de ieșire să fie 0V . În aceste condiții:

$$-U_{comp} = V(0^{\circ}\text{C}) - V(t_2) \quad (2.41)$$

Substituind tensiunea de la ieșirea comparatorului dată de relația (2.41) în expresia tensiunii de ieșire dată de relația (2.40), se obține pentru tensiunea de ieșire la o temperatură oarecare t_1 , expresia:

$$U_{ies} = V(t_1) - V(0^{\circ}\text{C}) \quad (2.42)$$

Este evident că relația precedentă este valabilă doar în condițiile în care temperatura joncțiunii de referință este menținută constantă prin intermediul blocului izoterm.

2.3.3 Senzori rezistivi

Termometrele cu rezistență metalică acoperă un domeniu relativ larg de temperaturi, fiind folosite pentru măsurarea temperaturii gazelor și lichidelor, a temperaturii suprafețelor unor solide sau temperatura din interiorul unor solide ușoare. Ele sunt stabile și rezistente la condiții de mediu neprietenoase, fiind folosite

des în industria chimică (pentru măsurarea temperaturii lichidelor corozive sau pulberilor) sau industria alimentară (pentru măsurarea temperaturii produselor alimentare, cum ar fi carnea). Termometrele cu rezistență metalică au o acuratețe bună dar un răspuns lent în timp, fiind destul de fragile și uneori scumpe.

Conductibilitatea electrică a unui metal depinde de deplasarea electronilor prin rețeaua sa cristalină. Datorită excitării termice, rezistența electrică a unui conductor metalic variază în funcție de temperatură. Marea majoritate a metalelor au un coeficient de temperatură al rezistenței pozitiv (rezistența electrică a lor crește odată cu creșterea temperaturii). Pe domenii restrânse de temperatură dependența rezistenței unui conductor metalic de temperatură este aproape liniară. Pe domenii mai largi de temperatură ea este neliniară și poate fi scrisă ca în relația (1.3).

Această dependență de temperatură a rezistenței electrice a metalelor stă la baza folosirii lor în termometrele cu rezistență metalică. Metalele cele mai folosite ca traductori de temperatură sunt *platina*, *cuprul* și *nichelul*. Valorile standardizate (valori nominale) pentru rezistența la temperatura de referință R_0 sunt 10, 50, 100, 500 și 1000 ohmi. În *Tabelul 2.5* sunt prezentate caracteristicile acestor materiale, cu precizarea că ele se referă la termometre cu rezistență nominală de 100 Ω .

Tabelul 2.5

Caracteristici/Material	Platină	Nichel	Cupru
Rezistivitatea la 0°C [$\square^{-1}\text{m}^{-1}$]	$9,83 \times 10^{-8}$	$63,8 \times 10^{-8}$	$15,6 \times 10^{-8}$
$\frac{R_{100} - R_0}{100R_0}$ [$^{\circ}\text{C}^{-1}$]	$3,85 \times 10^{-3}$	$6,17 \times 10^{-3}$	$4,26 \times 10^{-3}$
α [$^{\circ}\text{C}^{-1}$]	$3,92 \times 10^{-3}$	$5,43 \times 10^{-3}$	-
β [$^{\circ}\text{C}^{-2}$]	$-0,558 \times 10^{-6}$	$7,85 \times 10^{-6}$	-
Domeniul de temperaturi măsurabile [$^{\circ}\text{C}$]	-200...+600	-100...+250	-200...+150

Dintre metalele menționate în *Tabelul 2.5* folosite ca senzori rezistivi de temperatură cel mai folosit este *platina*. Deși este foarte scumpă, ea are avantajul de a fi un material de referință pentru standardele internaționale. Platina este un metal stabil și are calitatea de a nu se volatiliza apreciabil la temperaturi până la 1000°C. În schimb ea poate fi contaminată de gaze în atmosfere reducătoare și acționează ca un catalizator în prezența anumitor hidrocarburi. De aceea termometrele cu fir de platină sunt de obicei încapsulate. *Nichelul* cu un grad înalt de puritate are cea mai mare variație a rezistenței cu temperatura între 0 și 100°C. Peste 300°C coeficientul său de temperatură scade brusc iar caracteristica sa devine puternic neliniară. *Cuprul* se oxidează ușor și își pierde puritatea, ceea ce îl face mai puțin utilizabil. Pentru măsurarea temperaturilor de peste 1000°C poate fi utilizat *wolframul*.

Expresia $\frac{R_{100} - R_0}{100R_0}$ reprezintă un parametru adițional pentru caracterizarea termometrelor cu rezistență metalică, parametru cunoscut sub denumirea de coeficient mediu de temperatură între 0 și 100°C.

În funcție de aplicația concretă căreia îi sunt destinate există diverse configurații geometrice în care sunt construiți senzorii termometrelor cu rezistență metalică. În Fig.2.27 este prezentată schematic una dintre ele. Firul metalic este înfășurat pe un tub ceramic și fixat în interiorul unei incinte de protecție formând *sonda de temperatură*. Ea este conectată în ramura de măsură a unei punți Wheatstone de curent continuu. După ce puntea a fost echilibrată la temperatura de referință tensiunea de dezechilibru ei va fi funcție temperatură. Ea va fi indicată de către voltmetrul din ramura de măsură a punții care este etalonat în unități de temperatură. Curentul care parcurge senzorul rezistiv trebuie să fie suficient de mic, astfel încât să nu determine creșterea temperaturii acestuia prin efect Joule. Practic, se acceptă o creștere cu maximum 0,5°C a temperaturii senzorului datorată curentului de excitare. Un alt efect care poate introduce erori în procesul de măsurare este căderea de tensiune pe firele de conexiune dintre senzor și sistemul de măsură, mai ales dacă acestea sunt lungi și au rezistențe comparabile cu rezistența senzorului. Acest efect poate fi compensat prin adăugarea unor conductori de compensare în ramura punții adiacentă cu sonda, ca în Fig. 2.27, sau folosind *metoda*

celor 4 fire (conexiunea Kelvin). Această metodă se folosește mai ales atunci când distanța de la sondă la sistemul de măsură și afișare a temperaturii este mare. O astfel de sondă este prezentată în Fig. 2.28.

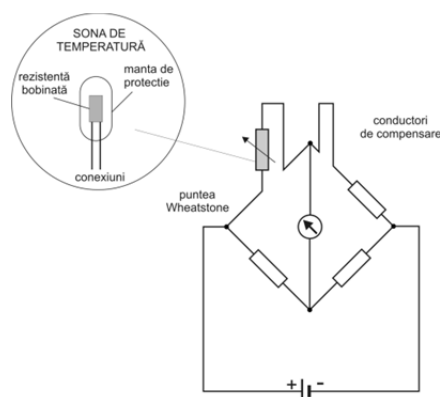


Fig.2.27 Conectarea unui senzor rezistiv într-o punte de măsură.

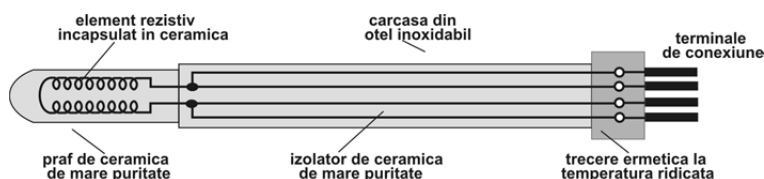


Fig. 2.28 Sondă rezistivă pentru măsurarea temperaturii.

Schema electrică echivalentă a sondei și conexiunile de măsură sunt prezentate în Fig.2.29. Alimentarea sondei se face cu o sursă de curent constant aflată în apropierea ei, prin conductoare scurte. Măsurarea tensiunii pe senzorul rezistiv se face fie cu un voltmetru digital cu impedanță de intrare foarte mare, etalonat în unități de temperatură, fie cu un amplificator operațional sau de instrumentație. În ambele cazuri curentul care parcurge conductoarele de măsură este foarte mic, astfel încât căderea de tensiune pe ele este mult mai mică decât căderea de tensiune pe senzorul rezistiv.

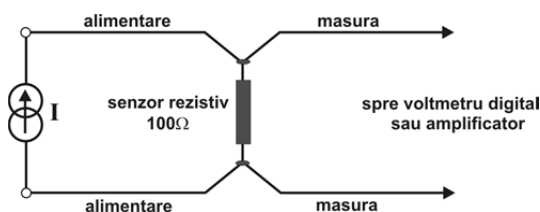


Fig. 2.29 Conexiunea Kelvin.

2.3.4 Termistorul

Termometrele cu rezistențe metalice bobinate au dezavantajul variației mici a rezistenței cu temperatura. Termistorii (abrevierea de la *thermal resistor*, *engl.*) folosesc același principiu de măsurare a temperaturii, dar variația cu temperatura a rezistenței lor este mult mai mare (de peste 100 de ori) decât cea a senzorilor rezistivi metalici. Aceasta se întâmplă deoarece ei sunt confecționați din materiale semiconductoare, mult mai sensibile la variațiile de temperatură decât metalele.

Termistorii sunt amestecuri de oxizi ai pământurilor rare, Mn, Cr, Ni, Co, amestecați cu o pulbere fină de cupru. Nu se folosesc oxizi de germaniu sau siliciu, care de obicei sunt utilizați la confecționarea dispozitivelor semiconductoare (diode, tranzistori, circuite integrate etc.).

Pentru măsurarea temperaturilor în intervalul $-75 \dots +75^{\circ}\text{C}$ se folosesc termistori cu rezistențe sub $1\text{k}\Omega$. În intervalul $75 - 150^{\circ}\text{C}$ se folosesc termistori cu rezistențe de pînă la $100\text{k}\Omega$, iar în intervalul $150 - 300^{\circ}\text{C}$ termistori cu rezistențe mai mari de $100\text{k}\Omega$.

În mod normal, rezistența unui termistor scade odată cu creșterea temperaturii. De aceea ei se numesc termistori cu coeficient negativ de temperatură (NTC – *negative temperature coefficient*). Există și termistori cu coeficient pozitiv de temperatură dar ei sunt folosiți foarte rar.

Dependența dintre rezistență și temperatură este exponențială (deci neliniară) și este exprimată prin relația:

$$R_T = R_o e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)} \quad (2.43)$$

unde R_T este rezistența termistorului la temperatura absolută T [K], R_o este rezistența termistorului la temperatura absolută de referință T_o [K] iar β este o constantă caracteristică materialului termistorului, depinzând de compoziția materialului acestuia și de tehnologia de fabricație. El este în strânsă legătură cu banda interzisă ΔE_g a materialului semiconductor:

$$\beta = \frac{\Delta E_g}{2k_B} \quad (2.44)$$

k_B fiind constanta Boltzmann. Conform relației (2.43) coeficientul β poate fi calculat prin măsurarea rezistenței termistorului la două temperaturi diferite,

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \cdot \ln \frac{R_1}{R_2} \quad (2.45)$$

având valori uzuale cuprinse în domeniul 3000-5000K. În relația (2.45) T_1 și T_2 sunt temperaturi specificate, de regulă 273,15K (0°C) și 323,15K (50°C), iar R_1 și R_2 sunt valorile rezistenței termistorului la aceste temperaturi. Cunoscându-l acum pe β , se poate calcula lărgimea benzii interzise a semiconductorului din care este fabricat termistorul.

În multe cataloage termistorii sunt caracterizați și prin coeficientul α , definit ca:

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \quad (2.46)$$

El este exprimat în % per °C. Cu cât coeficienții α și β sunt mai mari, cu atât variația per °C a rezistenței termistorului este mai mare, adică el are o sensibilitate mai bună.

Termistorii se produc sub mai multe forme geometrice: disc, mărgea, bară (Fig.2.30).

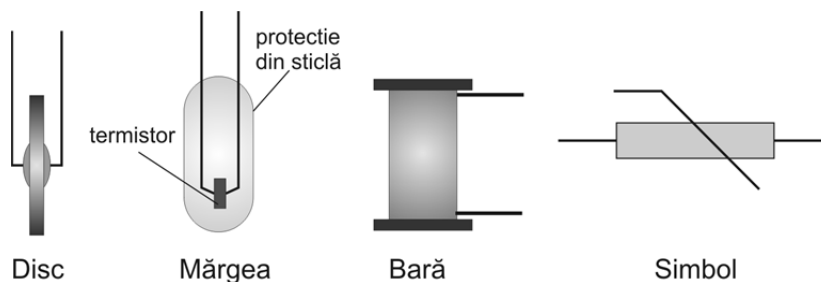


Fig. 2.30 Termistori.

Pentru măsurarea temperaturii, termistorul poate fi conectat în ramura de măsură a unei punți Wheatstone, într-o manieră similară conectării rezistenței metalice (Fig.2.27). El are un simbol propriu care-l deosebește de cel al unei rezistențe obișnuite. Termistorul se poate încălzi și datorită trecerii prin el a unei părți din curentul care alimentează puntea, determinând o eroare, un drift, în precizia de măsurare. Compensarea acestei erori se face prin conectarea în punte a unui al doilea termistor, identic cu primul și menținerea lui la o temperatură de referință constantă. În cazul termistorilor cu rezistențe de ordinul kΩ-lor efectul rezistenței firelor de conexiune poate fi neglijat și nu se pune problema folosirii unor conexiuni de tip Kelvin.

Termistorii pot fi fabricați la dimensiuni foarte mici și rezistențe mari și au un răspuns rapid la variațiile de temperatură. Domeniul de temperaturi acoperit este -100 ... +300 °C, dar este posibilă și măsurarea unor temperaturi mai mari. Ei pot fi folosiți pentru măsurarea temperaturii în spații mici. Având o *bună repetabilitate* și o *rezoluție fină* pe domenii mici de temperatură, termistorii sunt foarte folosiți în aplicații

medicale. De asemenea, sunt folosiți pentru monitorizarea circuitelor electronice și pot fi încapsulați în corpuri solide pentru a fi folosiți ca sonde pentru măsurarea temperaturii suprafețelor.

Deoarece variația cu temperatura a rezistenței termistorilor este puternic neliniară, etalonarea instrumentului indicator este dificilă. De aceea se pune problema liniarizării răspunsului lor. Pe domenii restrânse de temperatură aceasta se poate realiza prin conectarea în paralel cu termistorul a unei rezistențe (șunt). Valoarea rezistenței se calculează astfel încât, *la mijlocul intervalului de temperatură considerat, valoarea rezistenței echivalente* (termistor în paralel cu rezistența de liniarizare) *să fie egală cu media aritmetică a rezistențelor echivalente la capetele intervalului de temperatură*.

Astfel, dacă:

R_1 - rezistența termistorului la temperatura t_1

R_2 - rezistența termistorului la temperatura t_2

R_m - rezistența termistorului la temperatura medie $(t_1 + t_2)/2$

valoarea rezistenței de liniarizare, R_{lin} , se calculează din ecuația:

$$\frac{R_{lin} R_m}{R_{lin} + R_m} = \frac{\frac{R_{lin} R_1}{R_{lin} + R_1} + \frac{R_{lin} R_2}{R_{lin} + R_2}}{2} \quad (2.47)$$

În Fig. 2.31 sunt reprezentate dependențele de temperatură ale rezistenței unui termistor, a rezistenței șunt de liniarizare și a rezistenței „liniarizate”, pe un domeniu de temperatură de 100°C. Am folosit ghilimelele pentru că dependența de temperatură a rezistenței echivalente nu este perfect liniară. La temperaturi cuprinse între temperatura minimă și temperatura medie ea este ceva mai mare decât rezistența corespunzătoare dreptei care trece prin cele trei puncte definite anterior, iar la temperaturi cuprinse între temperatura medie și temperatura maximă este ceva mai mică. Abaterile de la liniaritate sunt maxime la mijlocul celor două semi-intervale de temperatură.

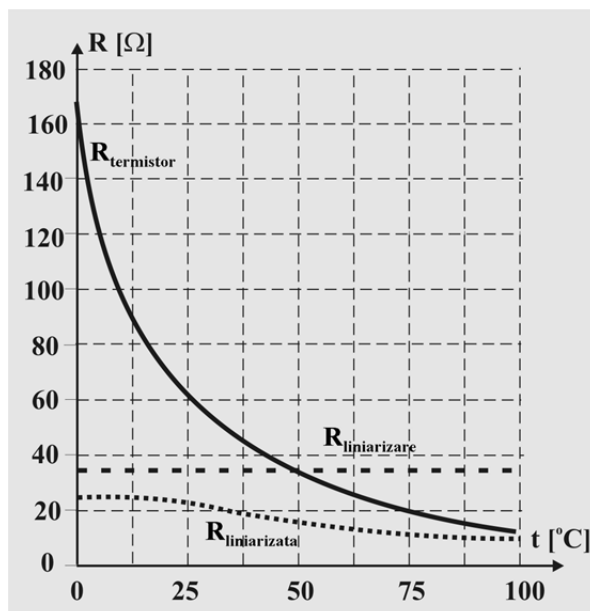


Fig.2.31 Liniarizarea caracteristicii de răspuns a unui termistor.

În practică, termistorul împreună cu rezistența șunt de liniarizare se montează într-o punte de curent continuu ca și în cazul senzorilor rezistivi metalici (Fig. 2.27) al cărei răspuns se liniarizează cu un amplificator operațional (*punte activă*). Grupul paralel format din termistor și rezistența de liniarizare se conectează în ramura de reacție negativă a amplificatorului operațional. Pentru amplificarea semnalului de răspuns al punții active la valoarea dorită, semnalul de la ieșirea punții active se poate aplica la intrarea unui etaj de amplificare realizat tot cu un amplificator operațional. Analiza unei astfel de punți este făcută în secțiunea 4.2.2.

2.3.5 Termometrul cu cuarț

Termometrele cu cuarț se bazează pe modificarea frecvenței de rezonanță a unui cristal de cuarț în funcție de temperatură, dependența fiind în general liniară. Sensibilitatea obținută este aproximativ $1\text{kHz}/^{\circ}\text{C}$. Pentru indicarea digitală a temperaturii se utilizează bătăile frecvenței de oscilație a cuarțului termosensibil, cu oscilațiile unui cuarț de referință, astfel încât bătăile nule să corespundă temperaturii de 0°C . Pentru măsurători diferențiale cuarțul de referință poate fi înlocuit cu un al doilea cuarț termosensibil. Precizia metodei este de $0,01 - 0,1^{\circ}\text{C}$ și se poate aplica pentru măsurarea temperaturilor din intervalul $-40 \dots +250^{\circ}\text{C}$.

Traductoarele cu cuarț mai au următoarele avantaje: au un timp de răspuns scurt (aprox. 1s), rezistă la accelerații mari (până la 10.000g) și presiuni ridicate (300 atm.) fără modificarea calibrării, iar măsurarea nu este afectată de conexiuni (datorită conversiei temperatură-frecvență sunt posibile măsurări chiar la distanțe mari).

2.3.6 Piometrele de radiație

Piometrele de radiație rezolvă problema măsurării fără contact mecanic cu corpul cald a temperaturilor mai mari de 1000°C folosindu-se radiația emisă de corpul încălzit. Ele sunt prevăzute cu un sistem optic care colectează, uneori printr-un filtru, radiația infraroșie și vizibilă emisă de corp și o concentrează asupra unui detector. Din punct de vedere al radiației măsurate există două tipuri de piometre: piometre cu radiație totală și piometre cu radiație parțială.

În *piometrele cu radiație totală* se folosește întregul spectru de radiație al corpului cărui se măsoară temperatura. O schemă de principiu a unui astfel de piometru este dată în Fig. 2.32. Radiația emisă de obiectul de măsurat este focalizată de către lentila obiectiv L_1 pe suprafața unei plăcuțe de metal înnegrit (P). Sub acțiunea radiației incidente aceasta se încălzește, temperatura ei, care poate fi direct corelată cu temperatura obiectului, fiind măsurată cu termocuplul TC. Lentila ocular L_2 permite orientarea corectă a piometrului către obiectul măsurat, filtrul F absoarbe radiația ultravioletă care ar putea afecta ochiul, iar diafragma D are deschiderea reglabilă și permite reglarea sensibilității.

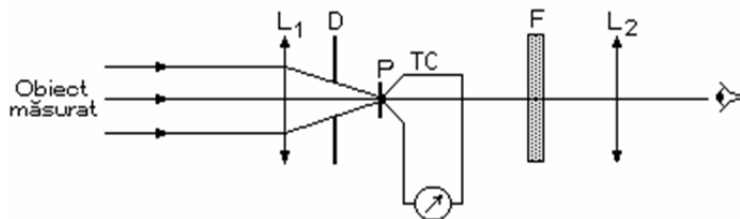


Fig. 2.32 Piometru cu radiație totală.

Gama temperaturilor măsurate este cuprinsă între 600 și 2000°C iar precizia metodei este de ordinul a 1% . Această metodă prezintă o eroare sistematică dependentă de emisivitatea obiectului vizat în comparație cu aceea a corpului negru cu care se face etalonarea. De aceea sunt necesare corecții care să țină seama de natura suprafeței corpului a cărui temperatură se măsoară.

Piometrele cu radiație parțială selectează o bandă relativ îngustă din spectrul radiației corpului a cărui temperatură se măsoară, folosind în acest scop filtre adecvate (de aceea se mai numesc piometre de bandă îngustă). De exemplu, pentru măsurarea temperaturilor înalte la metale se folosește deseori radiația cu lungimea de undă de 650 nm care reprezintă extremitatea roșie a spectrului vizibil, acolo unde emisivitatea metalelor este maximă (aceste aparate sunt numite "piometre de strălucire"). Deoarece emisivitatea corpurilor în bandă îngustă nu variază atât de mult ca în spectrul întreg, la piometrele cu radiație parțială eroarea datorată acestui factor este mai redusă decât la piometrele cu radiație totală. În schimb, piometrele cu radiație parțială sunt mai puțin sensibile din cauza energiei mici recepționate.

Ca și detectoare pentru conversia energiei radiației emise de corp în semnal electric se folosesc detectoarele termice, care produc un semnal electric datorită încălzirii lor (termocupluri, bolometre) și traductoarele fotoelectrice, care produc un semnal electric datorită eliberării de sarcini electrice sub acțiunea radiației incidente (fotomultiplicatoare, fotodiode, fototranzistoare). În general, detectoarele termice au un

răspuns uniform la energia repartizată în întregul spectru, pe când detectoarele fotoelectrice sunt foarte sensibile la lungimea de undă și sunt uneori preferate pentru această calitate. Detectoarele fotoelectrice mai au avantajul unui timp de răspuns foarte scurt, ceea ce le permite măsurarea rapidă a temperaturii corpurilor în mișcare.

Dintre piometrele cu radiație parțială, piometrul cu dispariția filamentului este poate cel mai utilizat, chiar dacă este supus subiectivității observatorului. Schema lui de principiu este prezentată în Fig. 2.33a. Obiectul se vizează prin luneta formată de lentilele L_1 și L_2 . Filtrul F selectează o linie monocromatică (de regulă 650 nm). Peste imaginea obiectului măsurat se suprapune imaginea filamentului din wolfram al unei lămpi cu incandescență B (Fig. 2.33b). Intensitatea I a curentului prin filament se reglează astfel încât strălucirea obiectului să coincidă cu cea a filamentului. În acest caz ochiul vede cum filamentul dispare pe fondul imaginii obiectului. Lampa fiind inițial calibrată, intensitatea I a curentului va indica chiar temperatura obiectului.

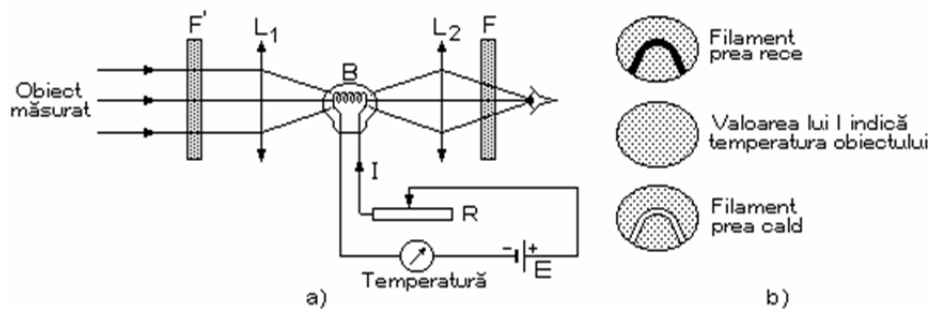


Fig. 2.33 Piometru cu dispariția filamentului.

Deoarece temperatura filamentului nu trebuie să depășească 1500 °C (în caz contrar nu își mai menține caracteristicile în timp), atunci când se măsoară temperaturi mai ridicate (până la 3000°C) se intercalează un filtru absorbant F' . Gama valorilor de temperatură care se pot măsura cu această metodă este cuprinsă în intervalul 600 - 2000 °C cu o precizie de 0,5%.

2.4 TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE RADIANTE

2.4.1 Traductoare fotoemiseive

Aceste traductoare se bazează pe efectul fotoelectric extern, care constă în generarea de către un material, sub acțiunea unei radiații, a unor electroni liberi care se pot deplasa în afara lui. Efectul are loc numai pentru lungimi de undă mai mici decât o lungime de undă λ_0 specifică fiecărui material, determinată de energia de extracție, ϕ :

$$\lambda_0 = \frac{1,2}{\phi[eV]} [\mu m] \quad (2.48)$$

Pentru lungimi de undă mai mici (frecvențe mai mari), surplusul de energie al fotonilor se transformă în energie cinetică a electronilor și în energie a fononilor generați.

Principalii fotodetectori care se bazează pe acest efect sunt fotodioda (celula fotoelectrică) și fotomultiplicatorul. Sensibilitățile spectrale ale unor substanțe fotoemiseive sunt prezentate în Fig. 2.34. Pentru realizarea fotocatozilor se preferă metalele alcaline (de ex. cesiu) deoarece au energia de extracție mică, deci pot fi eficiente la lungimi de undă mai mari.

În cazul fotodiodei cei doi electrozi ai ei, catodul și anodul, sunt închiși într-un balon vidat pentru a crește drumul liber mediu al electronilor, astfel încât ei să străbată fără ciocniri (sau cu un număr minim de ciocniri) distanța dintre catod și anod. Valoarea tipică pentru curentul de saturație a fotodiodelor cu vid este de 1 μA . Creșterea acestei valori de 3...10 ori se poate obține introducând în tub un gaz cu potențialul de ionizare cât mai mic (de regulă argon) la o presiune de aproximativ 10^{-3} atm. Ciocnirea atomilor gazului de către electroni determină ionizarea lor și generarea de noi electroni care vor contribui la creșterea

fotocurentului. Dezavantajul fotodiodelor cu gaz este acela că ionii pozitivi accelerați spre catod îl vor bombarda și vor duce la o distrugere mai rapidă a acestuia.

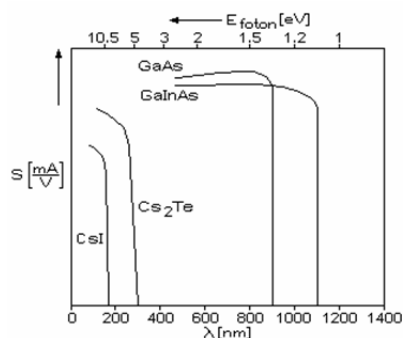


Fig. 2.34 Sensibilități spectrale ale unor substanțe fotoemisive.

Fotomultiplicatorul este un traductor fotoelectric de foarte mare sensibilitate, care combină efectul fotoemisiv cu efectul de emisie secundară de electroni de către electrozii (dinodele) bombardați de electronii primari. Astfel are loc o multiplicare a numărului de electroni primari generați de radiația luminoasă, deci o amplificare de ordinul $10^5 - 10^6$ a curentului inițial. Fiecare dinodă trebuie să aibă un potențial mai ridicat decât precedenta cu circa 80 - 100V, cerință care de regulă se realizează cu ajutorul unui circuit potențiometric (Fig. 2.35). Astfel, pentru un fotomultiplicator cu zece dinode, tensiunea anodică este de 800 - 1500V, iar curentul anodic obținut poate avea valori între 0.1 și 100μA, în funcție de tipul de fotomultiplicator. Domeniul spectral acoperit de fotomultiplicatori se extinde din UV până în IR.

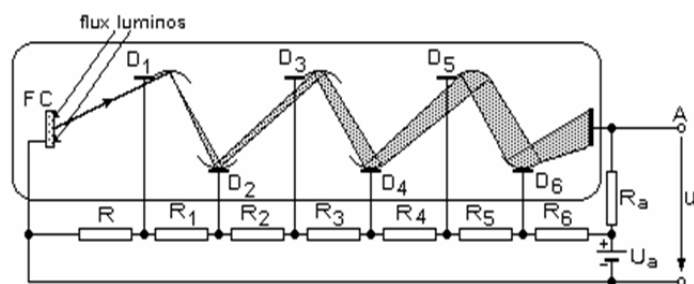


Fig. 2.35 Fotomultiplicatorul.

2.4.2 Traductoare fotoelectrice semiconductoare

Sub influența unui flux radiant incident într-un semiconductor se produc salturi ale electronilor din banda de valență în banda de conducție sau pe nivele introduse în banda interzisă de impuritățile donoare sau acceptoare. Pe baza acestui fenomen se realizează traductoare sensibile la un domeniu spectral foarte larg: de la radiațiile γ până la cele infraroșii. Totuși, domeniile cele mai studiate sunt infraroșul apropiat și vizibilul.

Fotorezistența

Prin iluminarea unui semiconductor, în volumul său are loc o generare de purtători prin trecerea electronilor din banda de valență în banda de conducție, obținându-se o creștere a intensității curentului pentru o valoare constantă a tensiunii la care este supus (Fig. 2.36). Generarea de perchi electron-gol are loc pentru frecvențe ale fotonilor mai mari decât anumite valori limită dependente de natura semiconductorului. Ca urmare a acestui proces se produce o variație a conductibilității electrice a acestuia:

$$\Delta\sigma = e(\Delta n\mu_n + \Delta p\mu_p) \quad (2.49)$$

unde Δn și Δp reprezintă numărul suplimentar de electroni și goluri creat prin iluminare, iar μ_n și μ_p sunt mobilitățile lor. Prin aplicarea unei tensiuni U la bornele fotorezistenței, în prezența iluminării intensitatea curentului prin semiconductor este suma dintre "curentul de întineric" ($I_0 = k\sigma_0 U$, σ_0 fiind conductibilitatea în absența iluminării iar k , o constantă de proporționalitate) și curentul datorat acesteia:

$$I = I_0 + k\Delta\sigma U \quad (2.50)$$

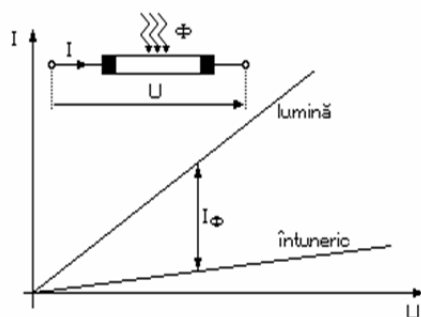


Fig. 2.36 Caracteristici volt-amperice ale fotorezistenței.

Pentru fotorezistențe se definesc două mărimi caracteristice pentru sensibilitatea lor: *sensibilitatea integrală*, care este raportul dintre intensitatea curentului datorată iluminării, I_Φ și fluxul incident Φ :

$$S_\Phi = I_\Phi / \Phi \quad (2.51)$$

și *sensibilitatea specifică*:

$$S_{\Phi_s} = I_\Phi / \Phi U \quad (2.52)$$

în care se ține seama și de dependența intensității curentului de tensiunea aplicată la bornele rezistenței. Uneori, pentru a aprecia sensibilitatea unei fotorezistențe, se utilizează și raportul dintre valoarea rezistenței la întuneric și valoarea ei în prezența iluminării:

$$S_R = R_o / R_E \quad (2.53)$$

Această mărime (care este de fapt o sensibilitate relativă) se definește pentru o anumită valoare a iluminării E , deoarece dependența curentului de iluminare nu este liniară, observându-se în general o scădere a sensibilității integrale odată cu creșterea iluminării.

Materialele din care se realizează uzual fotorezistențele sunt:

- sulfura de plumb (PbS) pentru domeniul vizibil și IR
- sulfura de cadmiu (CdS) pentru domeniul vizibil, X și γ
- amestecurile CdS - CdSe cu proprietăți diferite în funcție de concentrația seleniurii de cadmiu
- arseniura de indiu (InAs)
- seleniul impurificat cu telurium (Te)
- în particular, pentru domeniul IR se folosesc compușii plumb-seleniu (PbSe), plumb-teluriu (PbTe) și indiu-stibiu (InSb). În general, pentru domeniul IR în care energia fotonilor este mai mică decât în vizibil, se folosesc semiconductori extrinseci cu nivele donoare sau acceptoare apropiate de banda de conducție, de tipul Ge sau Si dopat cu Au, Sb, Hg, Cu, Cd sau Zn.

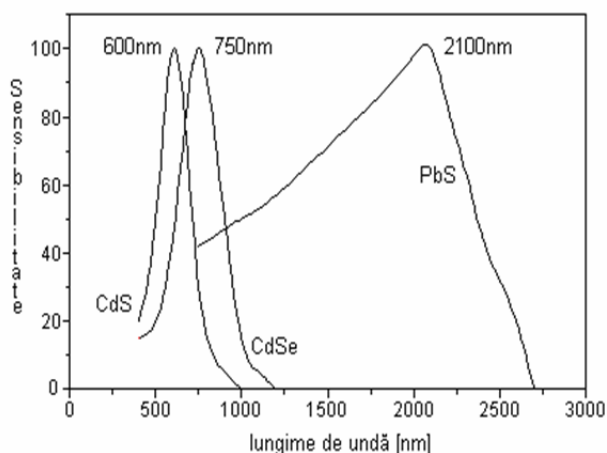


Fig. 2.37 Caracteristici spectrale ale unor materiale fotorezistive.

Caracteristica spectrală normalizată (Fig. 2.37) pune în evidență o lungime de undă de prag, corespunzătoare lărgimii benzii interzise, peste care efectul fotoelectric nu mai are loc. Valorile tipice pentru parametrii caracteristici ai fotorezistențelor sunt următoarele:

- rezistența de întuneric: 0,1 - 100 MΩ
- suprafața: 10 - 100 mm²
- tensiunea de lucru: 5 - 200V
- sensibilitatea specifică: 500 - 20000 μA/lmV
- variația curentului I_Φ cu temperatura: -0,1 ... -3 %/°C
- constanta de timp de răspuns a curentului I_Φ : 5μs - 5ms.

Fotodioda și fotoelementul

Într-o diodă a cărei joncțiune este iluminată se generează, în zona de sarcină spațială, goluri și electroni prin efect fotoelectric intern. Purtătorii majoritari generați fotoelectric sunt în număr mult mai redus decât cei existenți în structura fizică, astfel încât contribuția lor la determinarea valorii barierei de potențial va rămâne neglijabilă. Purtătorii minoritari generați fotoelectric vor fi antrenați în câmpul din regiunea joncțiunii, producând un curent invers prin diodă. Valoarea acestui curent, măsurată la scurtcircuitarea diodei, este proporțională cu iluminarea și cu aria joncțiunii și depinde de sensibilitatea detectorului:

$$I_m = S_\Phi AE \quad (2.54)$$

Datorită curentului de purtători minoritari scade înălțimea barierei de potențial, ceea ce echivalează cu apariția unei polarizări U în sens direct. Aceasta conduce la apariția unui curent de purtători majoritari:

$$I_M = I_S \exp(eU/k_B T) \quad (2.55)$$

unde I_S este curentul de echilibru termic, e - sarcina electronului, k_B - constanta lui Boltzmann și T - temperatura absolută a joncțiunii. Astfel, curentul total prin joncțiunea semiconductoră în prezența iluminării ei este:

$$I_\Phi = I_M - (I_S + I_m) = I_S [\exp(eU/k_B T) - 1] - I_m \quad (2.56)$$

În circuit deschis acest curent este nul și din relația precedentă rezultă pentru tensiunea pe diodă:

$$U = \frac{k_B T}{e} \ln \left(1 - \frac{I_m}{I_S} \right) \quad (2.57)$$

Relațiile de mai sus rămân valabile și dacă U se înlocuiește cu valoarea unei tensiuni aplicate din exteriorul diodei. Se observă că dacă $U = 0$, se regăsește expresia curentului de scurtcircuit, $I_\Phi = -I_m$.

În concluzie, se poate spune că particularitățile de funcționare ale unei fotodiode sunt următoarele:

- în scurtcircuit apare un curent invers a cărui valoare este proporțională cu iluminarea joncțiunii;
- în polarizare inversă, curentul invers este determinat de purtătorii minoritari generați optic, valoarea lui fiind practic independentă de tensiune și proporțională cu logaritmul incidenței luminoase.

În polarizare inversă dispozitivul lucrează în regim de *fotodiodă*, iar în polarizare directă, în regim de *fotoelement*.

În mod curent fotodiodele se realizează din germaniu (pentru domeniul spectral 400 - 1800 nm) și din siliciu (pentru 400 - 1100 nm).

Fototranzistorul și fototiristorul

Sensibilitatea fotodiodei ca traductor pentru fluxuri luminoase este relativ scăzută, ceea ce impune, în cazul unor fluxuri luminoase mici, o amplificare a semnalului de ieșire. Un traductor cu sensibilitate crescută, bazat tot pe principiul fotodiodei, este *fototranzistorul*. El este un tranzistor cu regiunea joncțiunii emitor-bază expusă iluminării, astfel încât controlul potențialului bazei să fie realizat prin intermediul intensității luminii. Terminalul bazei poate lipsi sau, dacă există, el permite un control suplimentar al

curentului de colector. Caracteristicile de ieșire ale unui fototranzistor sunt similare cu cele ale unui tranzistor obișnuit, cu deosebirea că, în locul parametrului U_{BE} apare iluminarea sau fluxul luminos (Fig. 2.38). *Fototiristorul* este compus dintr-un tiristor și o diodă electroluminiscentă încapsulate monolitic. Ca urmare, caracteristicile de comandă vor fi cele ale diodelor electroluminiscente.

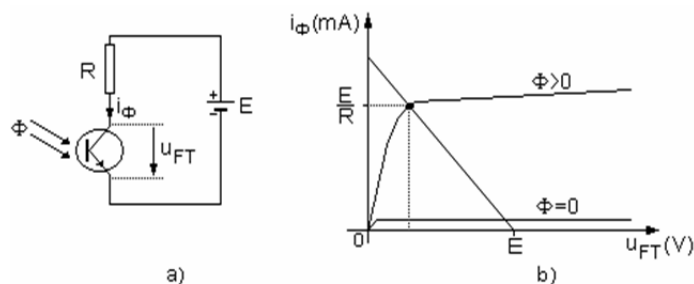


Fig. 2.38 Fototranzistorul (a) și caracteristicile lui volt-amperice (b).

Optocuplorul

În multe domenii (energetic, industrial, biomedical etc.) apare necesitatea transmiterii de comenzi sau de informații prin semnale electrice *fără o conexiune electrică directă* între receptor și emițător. Această cerință se poate îndeplini întrerupând calea electrică și folosind un cuplaj optic, semnalul electric fiind convertit mai întâi în semnal optic și apoi din nou în semnal electric. Acest proces se poate realiza prin cuplarea unei diode electroluminiscente (LED) cu un element fotodetector (fototranzistor, fotodiodă, fotoelement), ansamblu care poartă denumirea de optocuplor. Sistemul este încapsulat într-un corp opac pentru a nu fi influențat de sursele de lumină exterioare. Uneori optocuploarele includ și circuite de îmbunătățire a semnalului cum ar fi aplicatoarele sau circuitele de refacere a formei de undă a semnalului.

În general, fotodetectorul este un dispozitiv realizat pe bază de siliciu. Pentru creșterea randamentului de transfer energetic a semnalului electric este necesar ca fotoemițătorul să genereze o radiație cu un spectru adaptat sensibilității spectrale a fotodetectorului, deci cu un maxim de energie în domeniul de lungimi de undă în care detectorul prezintă un maxim de sensibilitate. Pentru a satisface această cerință, LED-ul se realizează din arseniură de galiu (GaAs) cu emisie maximă în infraroșul apropiat (cca 850 nm).

Dispozitive cu cuplaj prin sarcină

Detectorii cu cuplaj prin sarcină (CCD - *charge coupled device*) sunt constituiți din șiruri de condensatoare MOS (metal-oxid-semiconductor) realizate în aceeași structură semiconductoare și cuplate electric între ele, astfel încât transferul de sarcină să se poată face *secvențial* de la unul la altul. Sarcina este generată în structura pn de sub condensatorii MOS constituiți din electrozi, stratul izolator de SiO_2 și semiconductor (Fig. 2.39a).

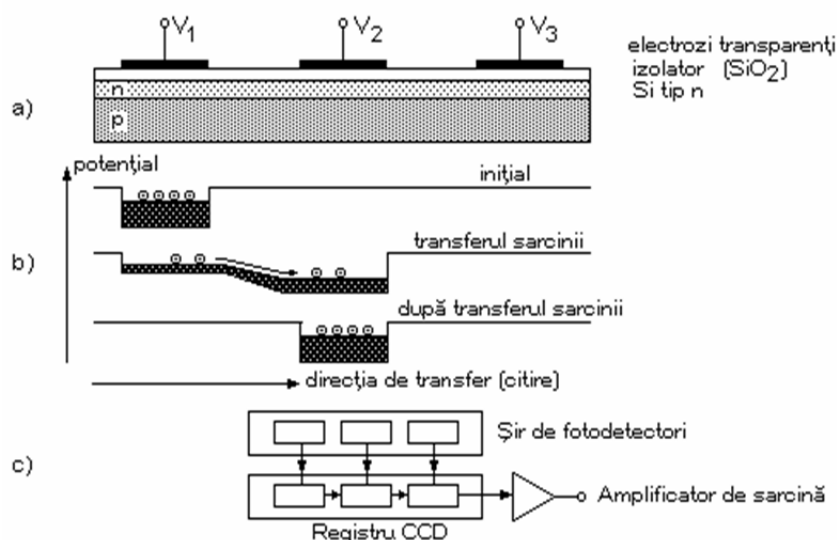


Fig. 2.39 Principiul de funcționare a CCD-urilor.

Fiecare element CCD, constituit din câte un detector transparent și regiunea de sub el, formează un element fotosensibil care transformă fluxul luminos incident într-o sarcină electrică proporțională cu valoarea sa. Un lanț de astfel de detectori formează un registru unidimensional. Manipulând potențialele grilelor condensatoarelor MOS, aceste pachete de sarcină pot fi deplasate în lungul registrului (de exemplu de la stânga la dreapta, Fig. 2.39b), obținându-se la ieșire un semnal serie proporțional cu fluxul luminos corespunzător fiecărui punct al liniei de imagine (Fig. 2.39c). Prin poziționarea în paralel a unor astfel de regiștri CCD, se poate obține citirea unor imagini bidimensionale. Aceste traductoare își găsesc o largă aplicabilitate în sistemele videocaptoare în timp real utilizate în televiziune, în realizarea roboților industriali, în sistemele de supraveghere și nu în ultimul rând în memoriile cu acces secvențial.

Dezavantajul structurii este că în timpul transferului de sarcină, electronii continuă să fie impresionați optic, modificând astfel valorile sarcinilor transferate. Această deficiență poate fi eliminată fie utilizându-se un obturator care să oprească iluminarea în timpul transferului, fie utilizându-se un dispozitiv similar doar cu rol de registru de deplasare, în care sarcina din șirul de traductori să fie transferată în bloc (transfer paralel) la anumite momente de timp.

2.5 TRADUCTOARE PENTRU MĂSURAREA VIDULUI

Dispozitivele folosite pentru măsurarea presiunilor mai mici decât presiunea atmosferică se numesc *vacuumetre*. Domeniul de presiuni care trebuie acoperit de aceste aparate de măsură este foarte larg, el extinzându-se pe aproape 14 ordine de mărime (10^{-11} - 10^{-3} torr), adică de la presiunea urmelor de gaz și până la presiuni apropiate de cea atmosferică. Acest domeniu de presiuni nu poate fi acoperit de către un singur tip de vacuumetre, pentru domenii mai restrânse existând diferite tipuri de dispozitive bazate pe principii fizice diferite.

În general, vacuumetrele se pot grupa în două mari categorii:

- vacuumetre care *măsoară direct presiunea gazului*, cum ar fi vacuumetrele mecanice și cele cu lichid.
- vacuumetre care măsoară presiunea gazului *măsurând variația unor proprietăți fizice ale acestuia*, proprietăți care sunt direct dependente și influențate de presiune. Din această categorie fac parte de exemplu vacuumetrele termice și vacuumetrele cu ionizare. Principalele tipuri de vacuumetre și domeniile de presiune pe care le acoperă sunt prezentate în *Tabelul 2.6*.

Tabelul 2.6

Tip de vacuumetru	Domeniu de presiuni [torr]
Mecanic	$10^3 \dots 1$
Static, cu lichid cu compresie	$10^3 \dots 10^{-2}$
Termic	$10^{-1} \dots 10^{-4}$
Radiometru dinamic	$10^{-2} \dots 10^{-8}$
Cu ionizare	$10^{-1} \dots 10^{-11}$

În continuare ne vom referi doar la unele tipuri de vacuumetre care fac parte din cea de a doua categorie din cele menționate anterior.

2.5.1 Vacuumetre termice și termoelectrice

Aceste vacuumetre se bazează pe dependența de presiune a conductibilității termice a gazelor, știut fiind că aceasta scade odată cu scăderea presiunii. La presiuni suficient de mici dependența dintre aceste două mărimi fizice este liniară. Principiul măsurării poate fi rezumat în felul următor: dacă un element încălzitor (de exemplu un filament de platină sau wolfram), acționat la o putere electrică constantă, este plasat în interiorul gazului a cărui presiune se măsoară, temperatura sa va fi cu atât mai mare cu cât presiunea este mai mică. Aceasta deoarece, odată cu scăderea presiunii, gazul preia o cantitate de căldură tot mai mică de la elementul încălzitor.

După modul în care este pusă în evidență variația de temperatură a filamentului se deosebesc vacuometre termice (cu punte) și vacuometre termoelectrice (cu termocuplu).

Vacuometrul termic (Pirani) - se mai numește și vacuometru cu punte deoarece traductorul face parte din una din ramurile unei punți echilibrate de curent continuu (Fig. 2.40).

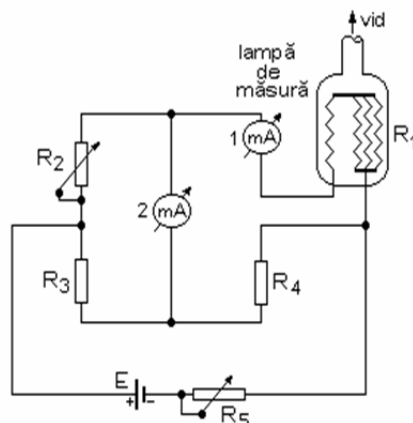


Fig. 2.40 Schemă pentru măsurarea gradului de vid cu vacuometrul Pirani.

Traductorul propriu zis este o lampă de măsură în care este plasat elementul încălzitor, constituit dintr-un filament din platină montat în zig-zag (sau mai multe fire montate în paralel). Intensitatea curentului care alimentează filamentul este măsurată cu miliampermetrul mA1 și este menținută constantă cu ajutorul potențiometrului R_5 . La o presiune de referință filamentul se încălzește la o anumită temperatură și puntea se echilibrează cu potențiometrul R_2 . Scăderea presiunii va determina creșterea temperaturii filamentului, deci și a rezistenței lui. Puntea se va dezechilibra, gradul de dezechilibru (evidențiat de miliampermetrul mA2) fiind o indicație a variației presiunii din recipientul în legătură cu care este pusă lampa de măsură. Pentru ca instrumentul de măsură să indice chiar presiunea din recipient, vacuometrul se etalonează în prealabil la presiuni și în condiții de funcționare cunoscute.

Pentru mărirea sensibilității și a preciziei de măsură ale aparatului, în serie cu potențiometrul R_2 se poate folosi o lampă de compensare identică cu lampa de măsură, dar vidată cât mai bine. În acest mod se elimină influența variațiilor de temperatură ambientală asupra procesului de măsurare.

Vacuometrul termoelectric (cu termocuplu)

Lampa de măsură a acestui vacuometru are un filament încălzit prin trecerea unui curent constant, continuu sau alternativ, a cărei temperatură se măsoară cu un termocuplu sudat în centrul filamentului (Fig. 2.41). Temperatura filamentului este limitată la aprox. $+200^{\circ}\text{C}$ pentru a preîntâmpina descompunerea marelui material sau depunerea de pelicule. Și în acest caz se poate diminua influența variațiilor de temperatură ambientală prin utilizarea unei a doua lămpi martor.

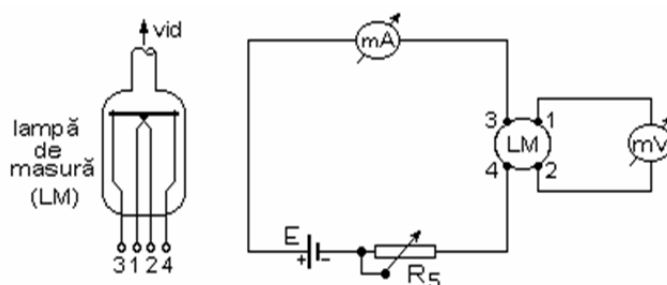


Fig. 2.41 Măsurarea gradului de vid cu vacuometrul termoelectric.

2.5.2 Vacuometre cu ionizare

Aceste aparate se bazează pe principiul măsurării vidului cu ajutorul numărului de purtători de sarcină electrică (electroni și ioni pozitivi) care apar ca urmare a unui proces de ionizare provocat, număr care poate fi direct corelat cu presiunea gazului. Lampa de măsură este de tip diodă sau triodă existând, în funcție de

mecanismul de ionizare a gazului, există trei tipuri de vacuumetre cu ionizare: *cu catod cald*, *cu catod rece* și *cu radiații*.

Toate tipurile se bazează pe măsurarea curentului electric care rezultă în urma ionizării gazului a cărui presiune se măsoară. Ionizarea moleculei de gaz se poate realiza prin cedarea către ea a unei energii corespunzătoare potențialului său de ionizare (de regulă cuprins în intervalul 5 ... 30 eV). Dacă această energie este cedată în mod constant în timp (la o putere constantă), atunci curentul ionic va fi constant și proporțional cu presiunea gazului.

Vacuumetru cu catod cald

Lampa de măsură este de tip triodă, cu diferența (esențială de altfel) că polarizarea electrozilor este realizată invers decât în cazul unei triode normale: grila este polarizată pozitiv față de catodul cald care eliberează electroni prin emisie termoelectronică, iar anodul este polarizat negativ atât față de catod, cât și față de grilă (Fig. 2.42). Electronii emiși de către catodul cald sunt accelerați de grilă și ciocnind moleculele de gaz le vor ioniza, dând naștere la ioni pozitivi și la noi electroni. Ionii pozitivi sunt atrași de către anod (colector de ioni) și formează curentul ionic proporțional cu presiunea gazului. Electroni sunt atrași de grilă și formează curentul electronic.

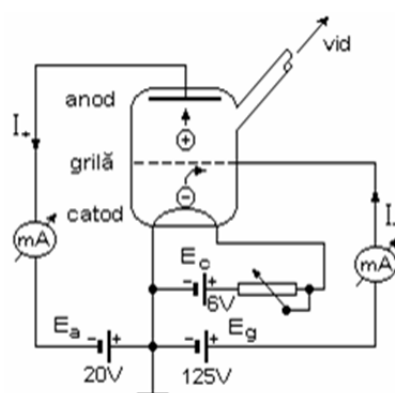


Fig. 2.42 Vacuumetrul cu catod cald.

Pentru presiuni sub 10^{-3} torr raportul dintre curentul ionic și curentul electronic este direct proporțional cu presiunea gazului:

$$\frac{I_+}{I_-} = kp \quad (2.54)$$

În relația precedentă k este o constantă care depinde de condițiile experimentale și se numește *factor de vid*. La presiunii mai mari funcția de mai sus devine neliniară datorită scurtării drumului liber mediu al electronilor.

Sensibilitatea metodei este crescută și datorită faptului că electronii emiși de catod care trec de grilă fără a fi colectați de aceasta, vor fi frânați în spațiul grilă - anod și vor fi obligați să se întoarcă înapoi spre grilă. Astfel probabilitatea de ciocnire electron-moleculă crește și curentul ionic va fi mai mare.

Înainte de folosire, recipientul și electrozii lampii de măsură trebuie degazați în modul următor: catodul prin aducere la incandescență, grila prin bombardament electronic și anodul prin încălzire în înaltă frecvență.

Precizia sistemului este de cca 10% la o presiune de 10^{-5} torr și pot fi detectate urme de gaz până la 10^{-11} torr.

Vacuumetru cu catod rece

Vacuumetrele cu catod rece diferă de cele cu catod cald prin aceea că electronii sunt produși prin acțiunea unui câmp electric intens. Pentru a mări sensibilitatea dispozitivului, se aplică și un câmp magnetic care va mări intervalul de timp necesar electronilor pentru a parcurge distanța catod-anod prin obligarea lor de a se deplasa pe o traiectorie spiralată (Fig. 2.43). În acest fel va crește și probabilitatea de ciocnire electron-moleculă și deci probabilitatea de ionizare a ei. În acest fel sensibilitatea este de câteva zeci de ori mai mare decât la traductoarele cu catod cald. Domeniul de vid detectabil este de 10^{-2} - 10^{-7} torr, iar precizia este de cca 20%.

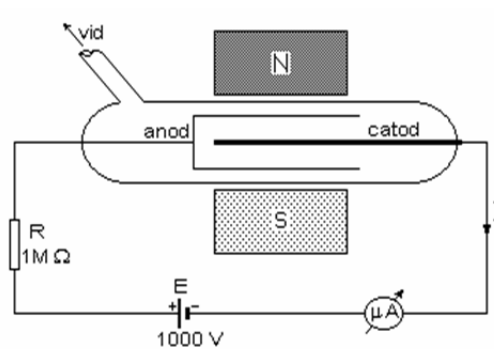


Fig. 2.43 *Vacuometrul cu catod rece.*

La *vacuumetrele cu radiații*, ionizarea gazului este produsă prin bombardament cu particule alfa și de aceea dispozitivul se mai numește și alfatron. Sensibilitatea sistemului este mult inferioară sensibilității vacuumetrelor cu emisie electronică iar domeniul de presiuni acoperit este de la presiunea atmosferică până la 10^{-4} torr.

Pentru măsurarea vidului foarte înaintat, până la 10^{-14} torr, se pot folosi spectrometrele de masă dar sistemul este extrem de costisitor pentru a fi folosit în măsurători de rutină.

Capitolul III

CARACTERISTICI ALE SENZORILOR

Senzorii sunt dispozitive individuale sau ansambluri mai complexe care, indiferent de forma lor, au întotdeauna aceeași funcție de bază: detecția unui semnal fizic sau chimic sau a unui stimul biologic și producerea unei mărimi electrice măsurabile la ieșire. De cele mai multe ori mărimea de ieșire este un semnal electric analogic, existând deci posibilitatea ca el să fie prelucrat (filtrat de zgomote, amplificat, convertit în semnal digital, afișat) folosind dispozitive electronice adecvate.

Alegerea unui senzor pentru măsurarea unei mărimi fizice sau pentru folosirea lui într-un sistem de control depinde de mai mulți factori, cum ar fi caracteristicile tehnice, costul sau factorii de mediu. La alegerea unui senzor este importantă concordanța dintre performanțele sale și necesitățile utilizatorului. De exemplu, există mulți senzori pentru măsurarea temperaturii, dar nu oricare dintre ei poate fi folosit pentru măsurarea temperaturii din grădină. Unii nu se încadrează în domeniul de temperatură necesar, alții sunt prea scumpi sau au nevoie de o sursă de energie electrică.

Există diferite modalități de prezentare cantitativă a caracteristicilor unui senzor dar, de cele mai multe ori, ele sunt exprimate în procente sau valori minime și maxime, în funcție de natura sistemului de măsură, a mărimii măsurate sau chiar de preferințele producătorului.

3.1 DOMENIUL DE OPERARE

Domeniul de operare al unui dispozitiv definește limitele între care el poate funcționa efectiv. De regulă, domeniul de operare al unui senzor este specificat prin cea mai mică și cea mai mare valoare a cantității de intrare pe care este capabil să le măsoare. Este importantă respectarea acestuia nu numai pentru că în afara lui măsurătorile nu mai sunt corecte, ci și pentru că, depășind domeniul de operare, este posibilă distrugerea senzorului sau a componentelor sistemului.

3.2 ERORI

Eroarea absolută este diferența dintre valoarea măsurată și valoarea reală a mărimii măsurate. Adeseori eroarea este exprimată în procente (*eroare relativă*) pentru a reprezenta acuratețea sistemului.

Eroarea statică este o eroare constantă care apare pe întreg domeniul de variație al mărimii de intrare. Dacă eroarea statică este cunoscută, atunci ea poate fi compensată fără a afecta semnificativ acuratețea.

3.3 ACURATEȚEA

Acuratețea unui dispozitiv sau sistem reprezintă măsura în care valoarea de ieșire generată de el este corectă. Se mai poate spune că acuratețea este *eroarea maximă* pe care senzorul sau sistemul o poate produce. Ea ne arată cât de aproape de valoarea reală a mărimii măsurate este valoarea de ieșire. Acuratețea poate fi exprimată în unitățile de măsură ale mărimii măsurate: de exemplu $\pm 0,15^\circ \text{C}$, dacă e vorba despre temperatură.

3.4 PRECIZIA

Precizia unui dispozitiv de măsură se referă la numărul de cifre semnificative din rezultatul final al procesului de măsurare care pot fi luate în considerare. În unele specificații tehnice când este vorba de precizie se folosește noțiunea de *rezoluție*.

3.5 REPETABILITATE

Repetabilitatea este exprimarea numerică a preciziei în condiții date. Ea este o măsură a capacității dispozitivului de a produce răspunsuri identice pentru aplicarea repetată la intrare a aceleiași valori a unei cantități fizice, în aceleași condiții de operare. Ea poate fi dată sub forma \pm a procentajului valorii citite la ieșire.

3.6 DRIFTUL

Driftul este tendința naturală a unui dispozitiv, circuit sau sistem de a-și altera caracteristicile în timp sau în funcție de modificările mediului ambiant. Aceasta este o modificare a caracteristicilor de ieșire în timp ce condițiile de la intrare nu se modifică, ceea ce afectează acuratețea dispozitivului. Unul dintre factorii care pot determina driftul este temperatura ambiantă. De aceea în specificațiile tehnice ale dispozitivului este menționat și domeniul de temperatură în care acuratețea lui nu este afectată. O altă cauză a existenței driftului poate fi îmbătrânirea materialelor componentelor sistemului, cum ar fi de exemplu oxidarea elementelor metalice. Driftul mai poate fi determinat și de uzura mecanică sau de autoîncălzirea componentelor sistemului.

3.7 STABILITATEA

Stabilitatea este o măsură a gradului de variație a mărimii de la ieșirea sistemului dacă, în condiții neschimbate, intrarea este menținută constantă pentru un interval de timp lung.

3.8 CALIBRAREA

Calibrarea se referă la unitățile cu care este etichetată scala display-ului sau a înregistratorului sensorului. De exemplu, să considerăm un senzor de viteză al unei mașini care produce la ieșire un semnal electric. Tensiunea senzorului este proporțională cu viteza vehiculului. Acul indicator al vitezometrului se deplasează în fața cadranului în funcție de tensiunea electrică, dar cadranul va fi etichetat în unități de viteză.

3.9 HISTEREZA

Histereza determină diferențe în răspunsul senzorului atunci când cantitatea de intrare este modificată în sens crescător față de cazul în care este modificată în sens descrescător. O astfel de curbă de histereză este arătată în Fig. 3.1. Histereza generează erori care afectează acuratețea dispozitivului. Nu toți senzorii prezintă histereză. Ea este datorată în principal tensiunilor și frecărilor mecanice.

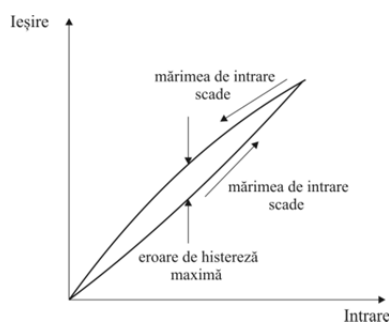


Fig. 3.1 Bucla de histerezis a unui senzor.

3.10 ZONA OARBĂ

Zona oarbă se referă la cea mai mare variație a cantității de intrare care nu poate fi detectată de senzor sau sistem. Ea se poate datora frecărilor statice sau histerezei. În graficul din Fig. 3.2 este prezentată o caracteristică de transfer a unui senzor care prezintă și o zonă oarbă.

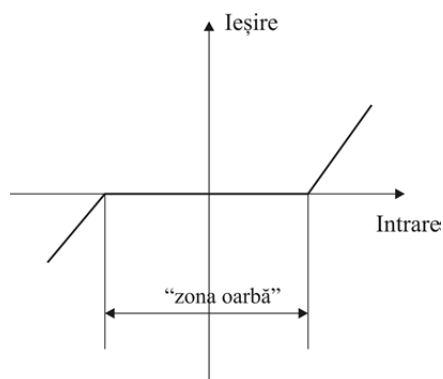


Fig. 3.2 Localizarea zonei oarbe în răspunsul unui senzor.

3.11 LINIARITATEA

Liniaritatea unui senzor se referă la porțiunea caracteristicii de transfer care este reprezentată de o dreaptă (Fig. 3.3). Pe această porțiune dependența dintre cantitatea de ieșire și cantitatea de intrare este o funcție de gradul întâi. Ea se exprimă în procente din domeniul de operare.

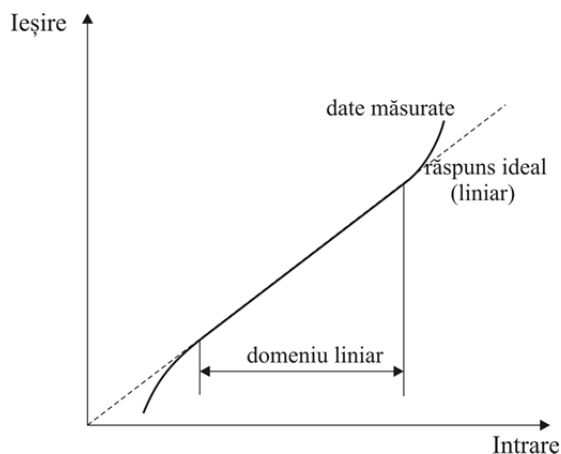


Fig. 3.3 Localizarea zonei liniare a funcției de transfer a unui senzor.

3.12 TIMPUL DE OPERARE (ÎNCREDEREA)

Timpul de operare a unui senzor ne spune cât ne putem aștepta ca el să funcționeze conform specificațiilor tehnice. El se exprimă în unități de timp sau în număr sau cicluri de operare.

3.13 TIMPUL DE RĂSPUNS

Timpul de răspuns al unui dispozitiv este timpul în care este obținută valoarea finală la ieșire din momentul aplicării la intrare a cantității de măsurat. El poate fi exprimat în secunde, fracțiuni de secundă sau în intervalul de timp în care la ieșire se ajunge la un anumit procent (de regulă 95%) din valoarea finală.

3.14 INERȚIA

Inerția este întârzierea în modificarea stării ieșirii unui senzor față de modificarea corespundență a intrării. Ea se exprimă în fracțiuni de secundă. În anumite aplicații, cum ar fi controlul unui proces, inerția poate afecta serios performanțele sistemului.

3.15 REZOLUȚIA

Rezoluția este capacitatea cu care un dispozitiv simte sau afișează la ieșire o valoare corelată cu cea mai mică variație a cantității de intrare. Uzual ea este exprimată în termeni de cel mai mic increment care poate fi

măsurat. Cu cât rezoluția este mai mare, cu atât este mai mic incrementul pe care-l poate măsura dispozitivul. De exemplu, un display cu cinci digiți care poate măsura o cantitate de 0,0001 unități, are o rezoluție mai mare decât unul cu patru digiți care poate măsura o cantitate de 0,001 unități. De regulă rezoluția se exprimă în procente.

3.16 SENSIBILITATEA

Sensibilitatea este relația dintre variația cantității de ieșire și variația corespunzătoare a cantității de intrare în condiții de funcționare impuse:

$$S = \frac{\text{valoarea maxima de iesire} - \text{valoarea minima de iesire}}{\text{valoarea maxima de intrare} - \text{valoarea minima de intrare}}$$

Unitatea de măsură a sensibilității depinde de natura mărimilor de intrare și ieșire. De exemplu, un senzor care măsoară deplasarea și furnizează la ieșire un semnal electric (tensiune) va avea ca unitate de măsură a sensibilității V/mm. În interiorul domeniului de liniaritate sensibilitatea este constantă iar în exteriorul lui variază în funcție de curbura funcției de transfer.

3.17 ZGOMOTE

Zgomotele unui sistem de măsură se referă la fluctuațiile semnalului de intrare în condițiile în care valoarea mărimii măsurate rămâne constantă. Ele pot fi cauzate de către factori externi sau chiar de către senzor. De exemplu, vibrațiile mecanice, semnalele electromagnetice, fluctuațiile generate de sursele de alimentare sau variațiile de temperatură ale mediului ambiant sunt zgomote introduse în sistem de factori externi. În general, zgomotele interne sunt de natură electronică. Mai multe detalii despre zgomote și metode de reducere a lor pot fi aflate în Capitolul V.

Capitolul IV

PRELUCRAREA SEMNALELOR SENZORILOR

4.1 SENSIBILITATEA PUNȚILOR DE CURENT ALTERNATIV

Punțile de curent continuu sau de curent alternativ sunt des folosite în sistemele de măsură pentru că pot evidenția variații foarte mici ale rezistențelor și impedanțelor. În particular pot fi asociate cu combinații de amplificatoare operaționale pentru îmbunătățirea performanțelor lor. Punțile de curent continuu fiind mai bine cunoscute, vom face câteva considerații doar asupra punților de curent alternativ, considerații care e util să fie cunoscute atunci când ele sunt folosite în combinații cu traductori. Nu vom intra în amănunte privind punțile pentru măsurarea diverselor tipuri de impedanțe, acestea situându-se în afara scopului prezentei lucrări. Facem de asemenea precizarea că situațiile tratate mai jos pot fi ușor particularizate în cazul punților de curent continuu, știind că o rezistență poate fi tratată ca un caz particular de impedanță.

4.1.1 Condiția de echilibru

Schema generală a unei punți pentru măsurarea parametrilor caracteristici ai unei impedanțe este prezentată în Fig. 4.1.

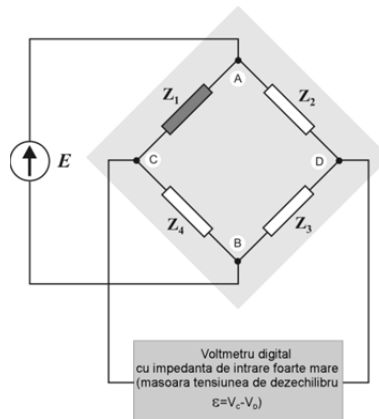


Fig. 4.1 Puntea de măsură.

Ea este aceeași cu cea a mai cunoscutei punți de curent continuu Wheatstone, cu deosebirea că este alimentată cu o tensiune armonică (sinusoidală). Cu ea pot fi măsurate inductanțe, capacități sau rezistențe de pierderi ale bobinelor, respectiv ale dielectricilor condensatoarelor. Impedanța ale cărei caracteristici trebuie măsurate se conectează în una din ramurile punții (în cazul nostru în ramura AC). În una dintre celelalte ramuri se conectază o impedanță etalon, ai cărei parametri caracteristici pot fi modificați astfel încât puntea să poată fi echilibrată (diferența de potențial dintre punctele C și D să fie nulă sau extrem de mică). De regulă, celelalte două ramuri ale punții sunt pur rezistive. Asemănător cu puntea de curent continuu, expresia tensiunii de dezechilibru a punții de curent alternativ este:

$$\varepsilon = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_4) \cdot (Z_2 + Z_3)} E \quad (4.1)$$

La echilibrarea punții $\varepsilon = 0$ și condiția generală de echilibru se poate scrie:

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (4.2)$$

4.2 Sensibilitatea

În practică se întâlnesc două cazuri: impedanța de măsurat și cea etalon se află în ramuri adiacente sau ele se află în ramuri opuse. Vom analiza aceste cazuri pentru a stabili condițiile care trebuie îndeplinite pentru ca puntea să poată fi echilibrată. Vom folosi indicii x pentru impedanța necunoscută și indicii v pentru impedanța etalon.

Cazul 1 - impedanța măsurată și impedanța etalon se află în ramuri adiacente:

$$Z_1 = R_x + jX_x$$

$$Z_2 = R_v + jX_v$$

$$Z_3 = R_3$$

$$Z_4 = R_4$$

Condiția de echilibru (2) devine:

$$R_3(R_x + jX_x) = R_4(R_v + jX_v) \quad (4.3)$$

Ea este o ecuație complexă din care rezultă două ecuații reale:

$$R_3R_x = R_4R_v \quad (4.4)$$

$$R_3X_x = R_4X_v \quad (4.5)$$

Din ele rezultă atât relațiile de calcul pentru mărimile necunoscute R_x și X_x , cât și condițiile privitoare la comportamentul (inductiv sau capacitiv) pe trebuie să-l aibă impedanța măsurată și impedanța etalon. Astfel, din relația (4.5) se poate scrie că:

$$\frac{X_x}{X_v} = \frac{R_4}{R_3} > 0 \quad (4.6)$$

Raportul R_4/R_3 este întotdeauna pozitiv pentru că valorile rezistențelor nu pot fi decât pozitive. Pentru ca raportul reactanțelor X_x și X_v să fie și el pozitiv, trebuie ca ele să aibă același comportament: inductiv sau capacitiv.

Concluzia 1

dacă impedanța măsurată și impedanța etalon sunt conectate în ramuri adiacente ale punții, atunci, pentru ca echilibrarea ei să fie posibilă, este necesar ca ele să aibă aceeași natură (să fie ambele capacitive sau ambele inductive).

Cazul 2 - impedanța măsurată și impedanța etalon se află în ramuri opuse:

$$Z_1 = R_x + jX_x$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_3 = R_v + jX_v$$

$$Z_4 = R_4$$

Ca și în cazul precedent, ecuația rezultată din condiția de echilibru (4.2) este una complexă:

$$(R_x + jX_x)(R_v + jX_v) = R_2 R_4 \quad (4.7)$$

din care rezultă două ecuații reale:

$$R_xR_v - X_xX_v = R_2R_4 \quad (4.8)$$

$$R_xX_v + R_vX_x = 0 \quad (4.9)$$

Din ele rezultă relațiile de calcul pentru mărimile necunoscute R_x și X_x și condițiile privitoare la comportamentul impedanței măsurate și impedanței etalon. Din relația (4.9) rezultă că:

$$\frac{X_v}{X_x} = -\frac{R_v}{R_x} < 0 \quad (4.10)$$

Rapoartele precedente sunt întotdeauna negative pentru că valorile rezistențelor nu pot fi decât pozitive. Pentru ca raportul reactanțelor X_v și X_x să fie negativ, trebuie ca ele să aibă comportamente complementare.

Concluzia 2

dacă impedanța măsurată și impedanța etalon sunt conectate în ramuri opuse ale punții, atunci, pentru ca echilibrarea ei să fie posibilă, este necesar ca ele să aibă comportamente complementare (dacă impedanța măsurată are un comportament capacitiv, impedanța etalon trebuie să aibă un comportament inductiv și invers).

Gradul de sensibilitate a unei punți se referă la cel mai mic dezechilibru al ei care poate fi pus în evidență cu ajutorul instrumentului de nul. Pentru a vedea care sunt factorii de care depinde această mărime caracteristică a punților vom face câteva *ipoteze simplificatoare*:

- se consideră că sursa de alimentare a punții este ideală (are impedanța de ieșire mult mai mică decât impedanța de intrare a punții)
- se presupune că instrumentul de nul este ideal (are impedanța internă mult mai mare decât impedanța de ieșire a punții și deci consumul său de curent este neglijabil față de curenții care circulă prin ramurile punții)
- se aproximează că variațiile impedanțelor în domeniul de interes sunt liniare

În aceste condiții, dacă se notează cu Z_{10} valoarea impedanței din ramura 1 pentru care puntea este echilibrată, atunci:

$$Z_{10}Z_3 = Z_2Z_4 \quad (4.11)$$

Modificarea valorii impedanței Z_1 cu o cantitate mică ΔZ_1 ($Z_1 = Z_{10} + \Delta Z_1$; $\Delta Z \ll Z_{10}$) determină apariția unei tensiuni de dezechilibru cu mărimea dată de ecuația (4.1). Dacă se ține seama de relația (4.11) și se introduc notațiile:

$$\frac{\Delta Z_1}{Z_{10}} = \delta \quad \text{și} \quad \frac{Z_{10}}{Z_4} = \frac{Z_2}{Z_3} = a \quad (4.12)$$

atunci, pentru tensiunea de dezechilibru se obține relația:

$$\varepsilon = \frac{a\delta}{(1+a)^2} \cdot E \quad (4.13)$$

în care factorul de multiplicare a tensiunii sursei de alimentare poartă denumirea de **sensibilitate a punții** și este dat de expresia:

$$S = \frac{a\delta}{(1+a)^2} \quad (4.14)$$

iar expresia:

$$f(a) = \frac{a}{(1+a)^2} \quad (4.15)$$

definește **factorul punții**.

În practică există două situații particulare care pot interveni cu o frecvență mai mare:

Cazul 1 - dacă a este real, atunci factorul punții prezintă un maxim pentru $a=1$ iar sensibilitatea maximă a punții va fi, $S_{max} = \delta/4$.

Cazul 2 - dacă a este imaginar, $a = ja_0$, atunci factorul punții prezintă un maxim pentru $a_0 = \pm 1$ iar sensibilitatea maximă a punții va fi, $S_{max} = \delta/2$.

De aici rezultă o concluzie importantă privind sensibilitatea punților:

Concluzia 3

sensibilitatea unei punți este maximă atunci când brațele punții sunt identice.

Sensibilitatea mai este influențată de încă doi factori importanți: pragul de sensibilitate al detectorului de nul (adică cea mai mică valoare a variației tensiunii de dezechilibru care poate fi pusă în evidență de către acesta) și de precizia reglajului fin a elementului etalon.

4.2 FOLOSIREA PUNȚILOR ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

4.2.1 Neliniaritatea răspunsului unei punți

Se poate demonstra ușor că tensiunea de dezechilibru a unei punți de curent continuu ca cea din Fig.4.2a este:

$$U_{CD} = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2R_o + \Delta R} \quad (4.16)$$

După cum se vede, dependența ei de variația ΔR a uneia dintre rezistențele punții este neliniară. În Fig. 4.2b se poate observa neliniaritatea răspunsului unei punți pentru $E = 5V$ și $R_o = 100 \Omega$. Pentru ΔR am considerat un domeniu relativ mare de variație pentru o mai bună vizualizare a neliniarității.

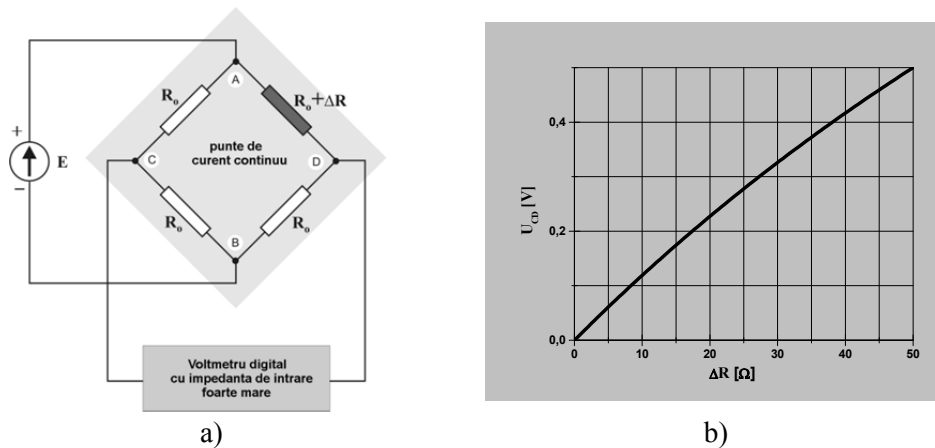


Fig. 4.2 Răspunsul unei punți ca urmare a variației uneia din rezistențele sale.

Așadar, un prim factor de neliniaritate în procesul de măsurare este introdus de însăși puntea de măsură. Pe de altă parte, un al doilea factor de neliniaritate poate fi traductorul propriu-zis. De exemplu, răspunsul unui termistor este puternic neliniar (vezi și secțiunea 2.3.4). Datorită acestor factori de neliniaritate calibrarea instrumentului indicator devine foarte dificilă. În astfel de situații răspunsul senzorului poate fi liniarizat folosind circuite mai complexe de tip punte-amplificator operațional.

4.2.2 Puntea activă

Puntea activă este cea mai simplă asociere punte-amplificator operațional, în care senzorul este plasat în ramura de curent constant (ramura de reacție negativă) a amplificatorului operațional. Dacă semnalul de la ieșirea punții astfel realizate nu este suficient de mare, el poate fi amplificat cu un al doilea amplificator operațional sau de instrumentație. O schemă de principiu care aplică această metodă este arătată în Fig.4.3.

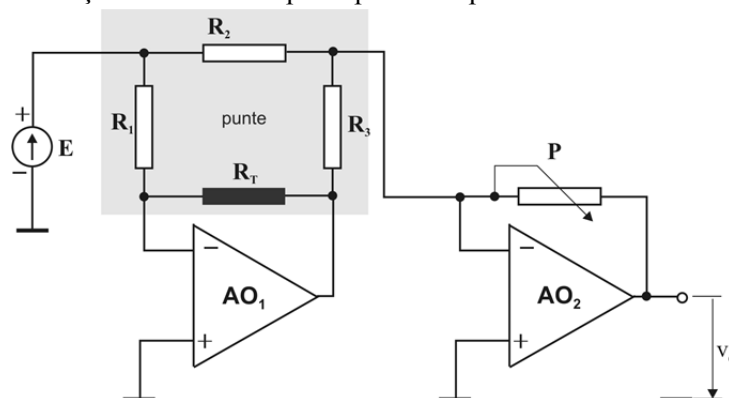


Fig. 4.3 Puntea activă.

Vom arăta acum că folosind o schemă ca cea din Fig.4.3, pe de o parte se liniarizează răspunsul punții de măsură iar pe de alta, se amplifică semnalul de la ieșirea acesteia. Pentru aceasta vom redesena schema din Fig.4.3 astfel încât să se observe mai bine rolul fiecărui amplificator operațional (Fig. 4.4). La o analiză atentă se va vedea că cele două scheme sunt, principal, identice.

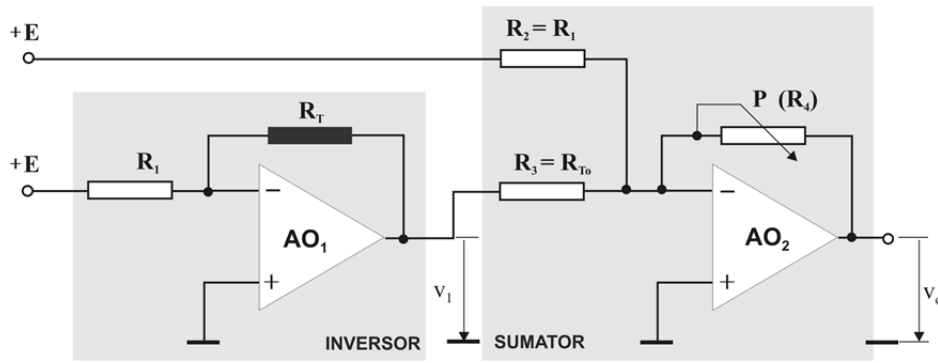


Fig. 4.4 O schemă echivalentă cu cea a circuitului din Fig. 4.3.

În această schemă traductorul este unul rezistiv, pentru măsurarea temperaturii (R_T). Amplificatorul operațional AO_1 lucrează în conexiune inversoare, tensiunea la ieșirea lui fiind:

$$v_1 = -\frac{R_T}{R_1} E \quad (4.17)$$

Scriind expresia termorezistenței la o temperatură oarecare T ca: $R_T = R_{T_0} + \Delta R_T$ (R_{T_0} este valoarea termorezistenței la 0°C), se vede că tensiunea de ieșire v_1 este liniar dependentă de variația ΔR_T a acesteia.

Amplificatorul operațional AO_2 lucrează în conexiune sumatoare. El însumează ponderat tensiunea v_1 cu tensiunea de referință, furnizând la ieșirea sa tensiunea:

$$v_o = -\frac{R_4}{R_3} v_1 - \frac{R_4}{R_2} E = \frac{R_T}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} E - \frac{R_4}{R_2} E \quad (4.18)$$

Ținând cont de condiția de echilibru a unei punți de curent continuu, este oportun să se aleagă $R_1 = R_2$, astfel încât relația precedentă va deveni:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \left(\frac{R_T}{R_3} - 1 \right) \cdot E \quad (4.19)$$

Dacă impunem condiția ca la temperatura de 0°C tensiunea de ieșire să fie nulă, atunci trebuie să alegem $R_3 = R_{T_0}$, condiții în care expresia finală a tensiunii de ieșire va avea forma:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \left(\frac{R_T}{R_{T_0}} - 1 \right) \cdot E \quad (4.20)$$

sau, făcând substituția, $R_T = R_{T_0} + \Delta R_T$, se obține:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{\Delta R_T}{R_{T_0}} \cdot E \quad (4.21)$$

Astfel, sistemul compus din traductorul de temperatură și electronica de măsură conținând puntea activă va avea două *avantaje* majore față de senzorul cu punte simplă:

- dependența tensiunii de ieșire de variația rezistenței senzorului este *liniară*
- tensiunea de dezechilibru a punții este *amplificată*

Mărimea amplificării poate fi ajustată modificând valoarea rezistenței R_4 din rețeaua de reacție a amplificatorului sumator.

4.2.3 Liniarizarea cu dublă reacție

Un circuit mai complex pentru liniarizarea răspunsului unei punți este cel arătat în Fig. 4.5. El are în structura sa puntea de măsură și trei amplificatoare operaționale. Particularitatea sa constă în faptul că puntea propriu-zisă nu este alimentată de la o sursă de tensiune independentă, ci de la cele două circuite de reacție care pornesc de la ieșirile ultimelor amplificatoare operaționale ale circuitului.

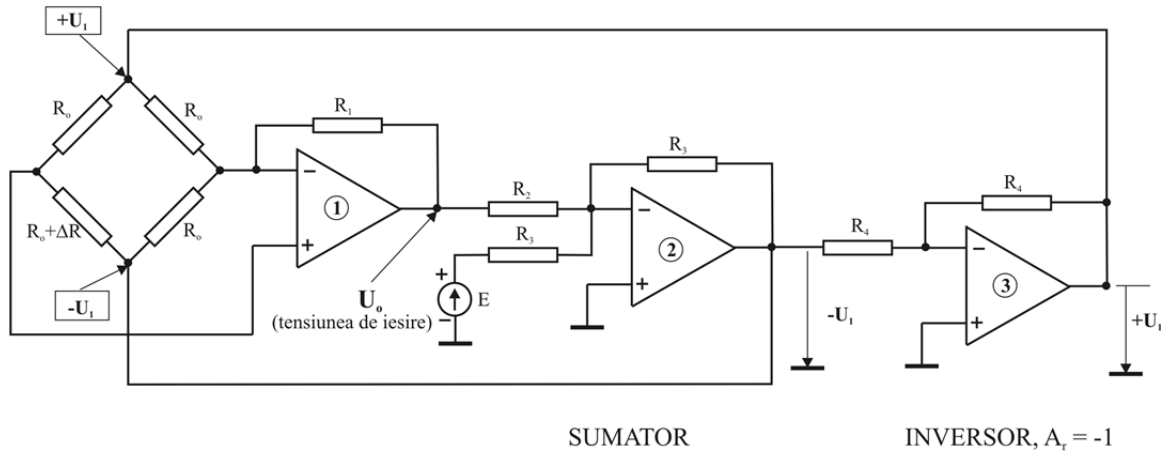


Fig. 4.5 Circuit cu dublă reacție pentru liniarizarea răspunsului unei punți.

Într-o primă etapă a analizei circuitului vom observa că toate amplificatoarele operaționale au reacție negativă și reprezintă conexiuni de bază, studiate în electronică. Pentru găsirea expresiei tensiunii de ieșire a primului amplificator operațional, U_o (care este și tensiunea de ieșire a circuitului de liniarizare) se folosesc circuitele echivalente pentru cele două intrări (Fig. 4.6 a și b) din care se găsesc expresiile tensiunilor pe cele două intrări:

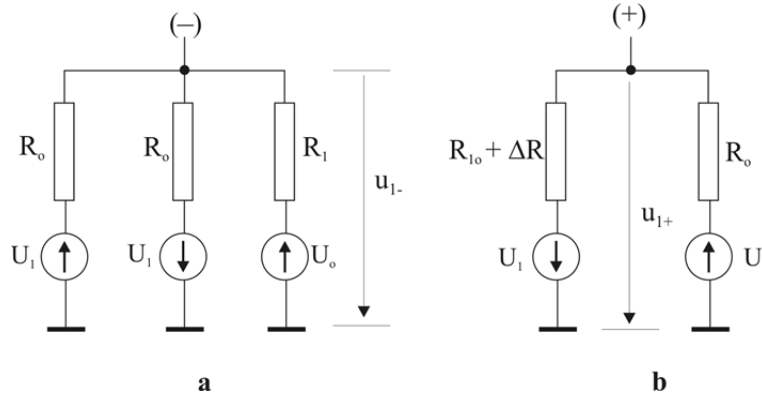


Fig. 4.6 Scheme echivalente pentru intrările primului amplificator din Fig. 4.5.

$$u_{1-} = U_o \frac{R_o}{R_o + 2R_1} \quad (4.22)$$

$$u_{1+} = U_1 \frac{\Delta R}{2R_o + \Delta R} \quad (4.23)$$

Al doilea amplificator face o însumare ponderată a tensiunilor U_o și E (E este o tensiune de referință constantă):

$$U_1 = E + \frac{R_3}{R_2} U_o \quad (4.24)$$

Știind că $u_{1+} = u_{1-}$ și înlocuind în această egalitate expresia lui U_1 (4.24), vom obține pentru tensiunea de ieșire U_o expresia:

$$U_o = \frac{\frac{\Delta R}{2R_o + \Delta R}}{\frac{R_o}{R_o + 2R_1} \left[1 - \frac{R_3}{R_2 R_o} (R_o + 2R_1) \frac{\Delta R}{2R_o + \Delta R} \right]} \quad (4.25)$$

Dacă pentru rezistențele rezistorilor din circuit se aleg astfel de valori încât:

$$\frac{R_3}{R_2 R_o} (R_o + 2R_1) = 1 \quad (4.26)$$

atunci, expresia finală a tensiunii de ieșire va fi:

$$U_o = \frac{E}{2R_o} \left(1 + \frac{2R_1}{R_o} \right) \Delta R \quad (4.27)$$

De data această se poate observa nu numai o liniarizare a răspunsului sistemului de măsură, ci și posibilitatea amplificării semnalului util pe două căi: prin alegerea valorilor rezistorilor R_1 și R_o și prin modificarea tensiunii de alimentare E .

4.3 AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

Amplificatoarele operaționale sunt folosite pe scară largă pentru măsurarea mărimilor electrice. Fiind amplificatoare diferențiale de tensiune, este evident că mărimea direct măsurabilă este o diferență a două tensiuni sau o tensiune electrică în cazul în care una dintre intrări este conectată la borna de masă (traseul comun). Cei care au noțiuni de bazele electronicii cunosc principiul de funcționare a unui amplificator diferențial de tensiune și conexiunile de bază în care lucrează un amplificator operațional. Aceste cunoștințe pot fi folosite acum pentru a face un pas înainte și a înțelege modul în care amplificatoarele operaționale sunt folosite pentru măsurarea și a altor mărimi electrice.

4.3.1 Comparatoare

Este cunoscut faptul că amplificatorul operațional fără reacție negativă (Fig. 4.7a) are un factor de amplificare foarte mare (10^6 - 10^7), astfel încât pentru orice tensiune diferențială nenulă, oricât de mică ar fi ea, tensiunea de ieșire va fi sau în saturație pozitivă (dacă $u_+ > u_-$) sau în saturație negativă (dacă $u_+ < u_-$). Pentru un amplificator operațional care are o comportare aproape de cea ideală caracteristica de transfer, $v = f(u_d = u_+ - u_-)$, arată ca cea din Fig. 4.7b.

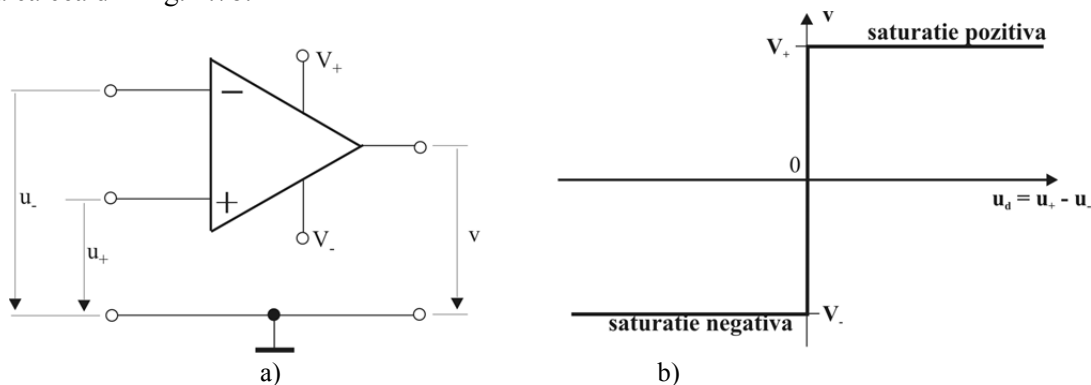


Fig. 4.7 Amplificatorul operațional utilizat drept comparator (a) și caracteristica sa de transfer (b).

Comparatorul de nul

Cel mai simplu comparator (Fig. 4.8a) este cel care compară o tensiune oarecare cu 0V (prin convenție, potențialul traseului de nul). Atunci când tensiunea de intrare este pozitivă, ieșirea comparatorului va fi în saturație pozitivă ($v = V_+$) iar când tensiunea de intrare este negativă, ieșirea comparatorului va fi în saturație negativă ($v = V_-$). În Fig. 4.8b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor de intrare și ieșire în situația: $V_+ = +15V$, $V_- = -15V$ și $u_{in} = 5 \sin \omega t$ [V].

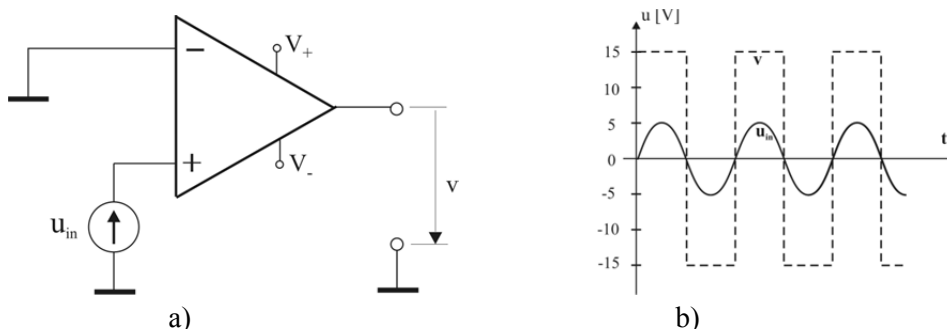


Fig. 4.8 Comparatorul de nul (a) și formele de undă de la intrare și ieșire (b).

Comparatoare cu reacție pozitivă

Uneori apar situații concrete în care tensiunea cu care trebuie comparată tensiunea de intrare este alta decât 0V. Există mai multe modalități de realizare a acestui deziderat: folosirea unor surse de tensiune independente ca surse de tensiune de referință, obținerea tensiunii de referință printr-un divizor de tensiune conectat la V_+ sau la V_- sau realizarea unor comparatoare cu reacție pozitivă. Din teoria circuitelor electronice se știe că reacția pozitivă, pe lângă alte influențe pe care le are asupra parametrilor amplificatoarelor, mărește factorul de amplificare. Pentru a construi comparatoare care să aibă și un alt comportament decât cel al comparatorului de nul se folosesc amplificatoare operaționale fără reacție negativă (ieșirea va fi întotdeauna în saturație pozitivă sau negativă) dar cu reacție pozitivă. Reacția pozitivă determină tensiunea cu care este comparată tensiunea de intrare. În cazul în care tensiunea care urmează să fie comparată cu o altă tensiune este aplicată la intrarea inversoare a amplificatorului, se folosește schema din Fig. 4.9a.

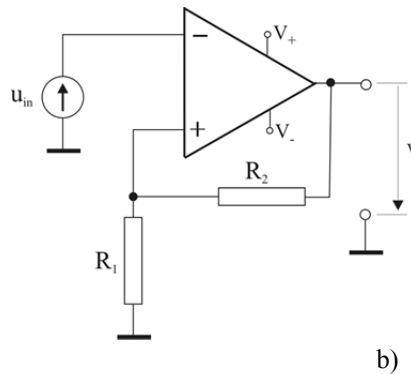


Fig. 4.9 Comparator inversor cu reacție pozitivă (a) și formele de undă de la intrare și ieșire (b).

Tensiunea de intrare este comparată cu tensiunea de pe rezistorul R_1 . Știind că intensitățile curenților de intrare în amplificatorul operațional sunt neglijabile, astfel încât această tensiune este dată de expresia:

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v \quad (4.28)$$

în care $v = V_+$ sau $v = V_-$.

În reprezentarea grafică din Fig. 4.9b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte pentru cazul concret: $V_+ = +15V$, $V_- = -15V$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 90\text{ k}\Omega$ și $u_{in} = 5 \sin \omega t$ [V]. Se poate observa că tensiunea de ieșire este una dreptunghiulară, în antifază cu tensiunea de intrare și ușor deplasată față de aceasta. Deplasarea poate fi controlată prin modificarea valorilor celor doi rezistori din divizorul de tensiune.

În cazul în care tensiunea care urmează să fie comparată cu o altă tensiune este aplicată la intrarea neinversoare a amplificatorului, se folosește schema din Fig. 4.10a.

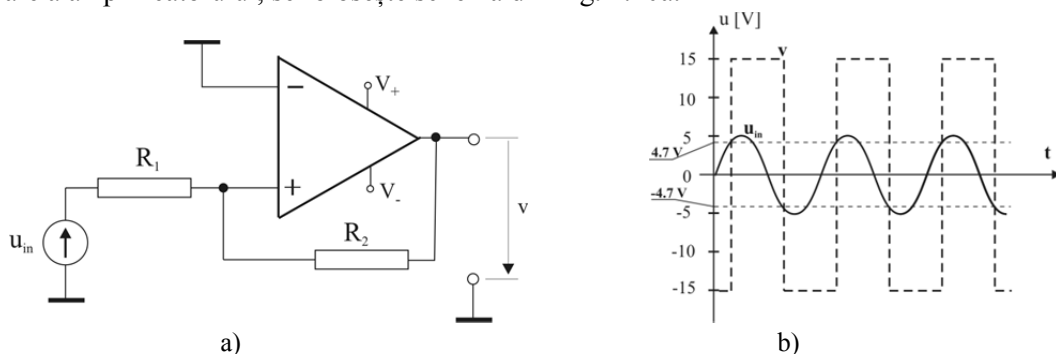


Fig. 4.10 Comparator neinversor cu reacție pozitivă (a) și formele de undă de la intrare și ieșire (b).

În acest caz tensiunea de la intrarea neinversoare, care este determinată de tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire, este comparată cu 0V (potențialul față de masă al intrării inversoare). Din analiza schemei comparatorului, tensiunea de la intrarea neinversoare este:

$$u_+ = \frac{u_{in} R_2 + v R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.29)$$

în care $v = V_+$ sau $v = V_-$.

Dacă tensiunea de intrare este una variabilă în timp, atunci u_+ va trece prin zero în momentele în care:

$$u_{in} = -v \frac{R_1}{R_2} \quad (4.30)$$

În reprezentarea grafică din Fig. 4.10b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte pentru cazul concret: $V_+ = +15V$, $V_- = -15V$, $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ și $u_{in} = 5 \sin \omega t \text{ [V]}$. De data aceasta tensiunea de ieșire este în fază cu tensiunea de intrare și poate fi deplasată față de aceasta prin ajustarea valorilor celor doi rezistori.

Comparatorul cu fereastră

Comparatorul cu fereastră este un circuit care ne indică dacă o tensiune (v_{in}) are valori în interiorul unui interval delimitat de tensiunile fixe V_{min} și V_{max} . Schema unui comparator cu fereastră este prezentată în Fig.4.11. Etajul de intrare este alcătuit din două amplificatoare operaționale care compară tensiunea de intrare cu cele două tensiuni limită. Ieșirile lor sunt separate de diodele D_1 și D_2 care, atunci când ieșirea unui amplificator operațional este în saturație pozitivă iar ieșirea celuilalt este în saturație negativă, nu permit trecerea curentului decât spre baza tranzistorului T. Logica de detecție conține un inversor cu tranzistor și două porți ȘI-NU urmate de două indicatoare luminoase.

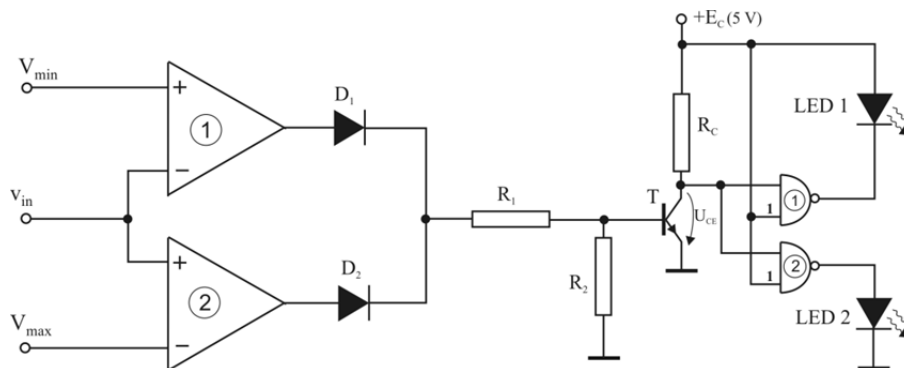


Fig. 4.11 Comparator cu fereastră.

Dacă tensiunea de intrare are valori cuprinse în interiorul ferestrei, $V_{min} < v_{in} < V_{max}$, atunci $u_{1-} > u_{1+}$ și $u_{2-} > u_{2+}$. Drept urmare, ieșirile ambelor comparatoare se află în saturație negativă, diodele D_1 și D_2 sunt blocate și în baza tranzistorului T nu se injectează curent. Tranzistorul T fiind blocat, potențialul colectorului său este de +5 V (nivel logic 1) și ieșirile ambelor porți ȘI-NU sunt la nivel logic 0. În aceste condiții dioda LED 1 va fi aprinsă iar dioda LED 2 va fi stinsă.

Dacă tensiunea de intrare are valori situate în afara ferestrei, $v_{in} < V_{min}$ sau $v_{in} > V_{max}$, atunci $u_{1-} < u_{1+}$ sau $u_{2-} < u_{2+}$. În oricare dintre cele două situații ieșirea unuia dintre cele două comparatoare este în saturație pozitivă și în baza tranzistorului T se va injecta un curent capabil să-l aducă în regim de saturație. Acum, potențialul față de masă al colectorului tranzistorului va fi foarte mic ($< 0,1 \text{ V}$) și ieșirile ambelor porți ȘI-NU vor fi la nivel logic 1. Astfel, dioda LED 2 va fi aprinsă iar dioda LED 1 va fi stinsă.

4.3.2 Convertorul curent-tensiune

Una dintre metodele folosite pentru măsurarea unui curent este convertirea lui într-o tensiune. Cea mai simplă schemă pentru conversia curent-tensiune cu ajutorul amplificatorului operațional este prezentată în Fig. 4.12.

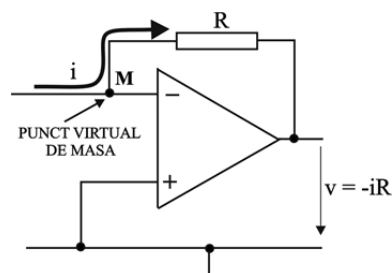


Fig. 4.12 Convertor curent-tensiune.

Funcționarea convertorului curent-tensiune se bazează pe următoarele caracteristici ale amplificatorului operațional și consecințele care decurg din ele:

- impedanța de intrare a amplificatorului operațional fiind foarte mare, practic se pot neglija curenții care intră în amplificator prin intrările inversoare și neinversoare ($i_+ \cong 0, i_- \cong 0$) – *întreg curentul de intrare i trece prin rezistența R .*
- în prezența reacției negative, dacă intrarea neinversoare este conectată la masă, intrarea inversoare are și ea potențialul masei – *tensiunea de ieșire este egală și de semn contrar cu căderea de tensiune pe rezistența de reacție.*

În concluzie, se poate observa că tensiunea de ieșire este proporțională cu intensitatea curentului de intrare, constanta de proporționalitate (care poate servi și drept factor de scală) fiind valoarea rezistenței R .

4.3.3 Convertorul tensiune-curent

Atunci când în procesul de măsurare este nevoie ca o tensiune să fie convertită într-un curent poate fi folosită o schemă cu amplificator operațional ca cea din fig.4.13. După cum se poate observa, schema derivă din schema generală a conexiunii diferențiale, în care s-a adăugat o rezistență de reacție pozitivă și una dintre tensiunile de intrare este nulă. Curentul de ieșire este curentul care parcurge rezistența R_s .

Pentru calculul expresiei curentului de ieșire se poate folosi metoda cunoscută a schemelor echivalente pentru fiecare intrare, scheme prezentate în Fig.4.14.

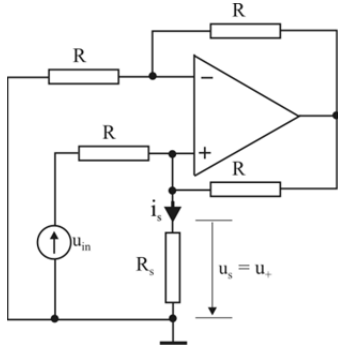


Fig. 4.13 Convertor tensiune-curent.

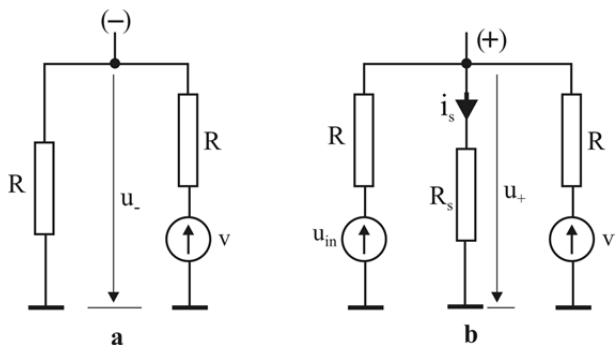


Fig. 4.14 Scheme echivalente pentru intrările convertorului din Fig.4.13.

Pe baza schemelor echivalente pentru cele două intrări (Fig. 4.14 a și b) pot fi scrise următoarele ecuații:

$$i_s = \frac{u_s}{R_s} = \frac{u_+}{R_s} \quad (4.31)$$

$$u_- = \frac{v}{2} \quad (4.32)$$

$$u_+ = \frac{u_{in} + v}{2 \left(1 + \frac{R}{2R_s} \right)} \quad (4.33)$$

Ținând seama de faptul că $u_+ \cong u_-$ și rezolvând sistemul de ecuații (4.31) – (4.33) în raport cu i_s , se obține următoarea expresie pentru curentul de ieșire:

$$i_s = \frac{u_{in}}{R} \quad (4.34)$$

Intensitatea curentului de ieșire este direct proporțională cu tensiunea de intrare și este independentă de valoarea rezistenței pe care o traversează.

4.3.4 Conversia frecvență-tensiune

Conversia frecvenței unui semnal periodic într-o tensiune proporțională cu ea se face în două etape:

- transformarea semnalului periodic de intrare într-un semnal periodic dreptunghiular cu amplitudine fixă, independentă de amplitudinea semnalului de intrare.
- obținerea unui semnal continuu cu o tensiune direct proporțională cu frecvența semnalului format.

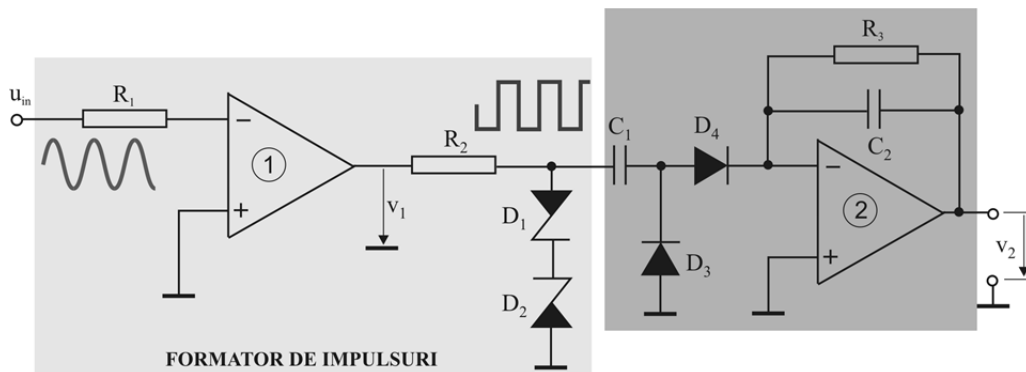


Fig. 4.15 Convertor frecvență-tensiune.

O schemă care realizează cele două etape este prezentată în Fig. 4.15. Formatorul de impulsuri este compus dintr-un comparator (primul amplificator operațional) urmat de un limitator de amplitudine. Comparatorul transformă semnalul de intrare într-un semnal dreptunghiular cu faza inversată și amplitudinea determinată de tensiunile de saturație pozitivă și negativă ale amplificatorului operațional. Limitatorul, format din rezistența R_2 și diodele stabilizatoare D_1 și D_2 , micșorează amplitudinea semnalului dreptunghiular la o valoare egală cu suma dintre tensiunea de stabilizare a unei diode și tensiunea de polarizare directă a unei joncțiuni semiconductoare pn (în fiecare alternanță a semnalului de intrare una dintre diode este polarizată direct și cealaltă invers). Această micșorare a tensiunii este necesară pentru ca amplificatorul operațional care convertește frecvența în tensiune să nu intre în saturație (tensiunea de la ieșirea sa trebuie să fie dependentă doar de frecvența semnalului de intrare). În alternanța pozitivă a semnalului astfel format, condensatorul C_2 se încarcă prin condensatorul C_1 și dioda D_4 . În alternanța negativă, condensatorul C_1 se descarcă aproape instantaneu prin dioda D_3 iar condensatorul C_2 se descarcă prin rezistența R_3 cu o constantă de timp determinată de produsul R_3C_2 . La ieșirea celui de al doilea amplificator operațional va fi măsurată o tensiune continuă egală și de semn contrar cu valoarea medie a tensiunii pe condensatorul C_2 :

$$v_2 = -2C_2R_3U_z \cdot f \quad (4.35)$$

care este direct proporțională cu frecvența semnalului de intrare.

4.3.5 Conversia tensiune-frecvență

Un convertor tensiune-frecvență este deseori folosit ca etaj de intrare în sistemele de măsură digitale. El este alcătuit din două etaje (Fig. 4.16): un *circuit de integrare* a cărui tensiune de ieșire este:

$$v_1 = -\frac{u_{in}}{R_1C} t \quad (4.36)$$

în care u_{in} este o tensiune constantă și un *circuit comparator* care lucrează fără reacție negativă dar cu o reacție pozitivă puternică. Neavând reacție negativă, ieșirea sa nu poate fi decât în saturație pozitivă ($v_2 = V_+$) sau negativă ($v_2 = V_-$) în funcție de relația existentă la un moment dat între tensiunile de la intrările lui, u_{2+} și u_{2-} . Momentele de timp în care ieșirea comparatorului comută dintr-o stare în alta pot fi calculate din relația:

$$v_2 = \frac{u_{in}}{R_1C} \cdot \frac{R_4}{R_3} t \quad (4.37)$$

Dioda D și rezistența R_2 constituie o cale de descărcare a condensatorului C , care permite ieșirii integratorului să-și crească tensiunea până în punctul în care ieșirea comparatorului trece în saturație

pozitivă. În acest moment dioda se va bloca (anodul ei este la potențialul masei) și condensatorul C se va reîncărca de la tensiunea de intrare. Apoi ciclul se va repeta.

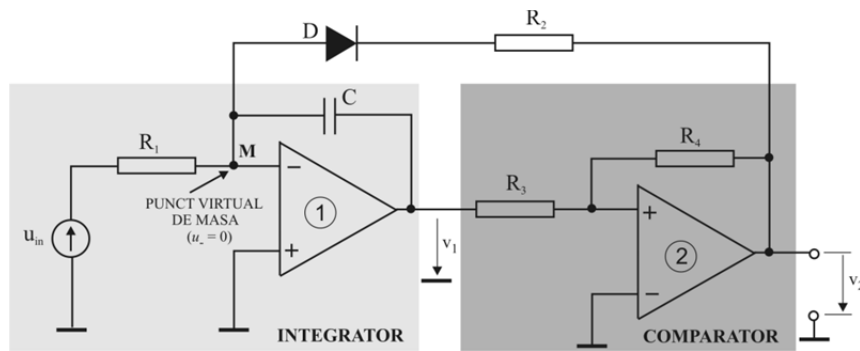


Fig. 4.16 Convertor tensiune-frecvență.

Formele de undă ale semnalelor la ieșirile circuitului de integrare, respectiv comparatorului, sunt prezentate în Fig. 4.17.

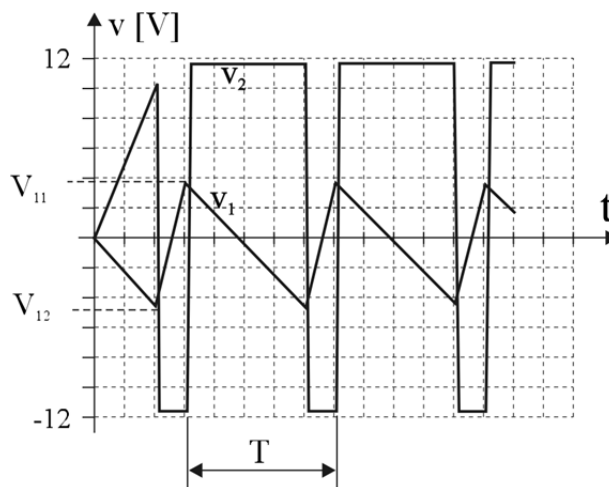


Fig. 4.17 Forme de undă la ieșirile amplificatoarelor convertorului din Fig. 4.16.

Se poate observa că semnalul de ieșire este unul periodic, cu o frecvență care depinde de timpul de încărcare și descărcare a condensatorului și de valoarea tensiunii de intrare. Cu o bună aproximație, expresia frecvenței semnalului de ieșire poate fi calculată cu relația:

$$f = \frac{u_{in}}{CR_1} \cdot \frac{R_4}{R_3(V_{11} - V_{12})} \quad (4.38)$$

în care V_{11} și V_{12} sunt tensiunile de saturație pozitivă și negativă ale comparatorului. Se poate observa dependența liniară dintre frecvența semnalului de ieșire și tensiunea de intrare.

4.4 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE

Aplificatorul de instrumentație (AI) este un circuit integrat folosit cu preponderență în sistemele de măsurare a unor mărimi fizice. El este în esență un amplificator diferențial cu următoarele caracteristici: amplificare finită și foarte precis reglabilă, impedanța de intrare și rejecția de mod comun foarte mari. Amplificatoarele de instrumentație pot fi realizate cu componente discrete sau sub formă integrată. Parametrii uzuali ai lor se încadrează în următoarele domenii:

- factor de amplificare ajustabil între 1 și 1000
- deriva termică mică ($0,5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$)
- rejecție de mod comun foarte mare (100 - 200 dB)
- neliniaritate mai mică de 0,01 %

Un amplificator de instrumentație are în structura sa mai multe amplificatoare operaționale. În Fig. 4.18. este prezentată schemă unui aplicator de instrumentație care are în structura sa trei amplificatoare operaționale.

Fiind vorba despre o structură integrată, cele trei amplificatoare pot fi considerate identice, având aceleași caracteristici.

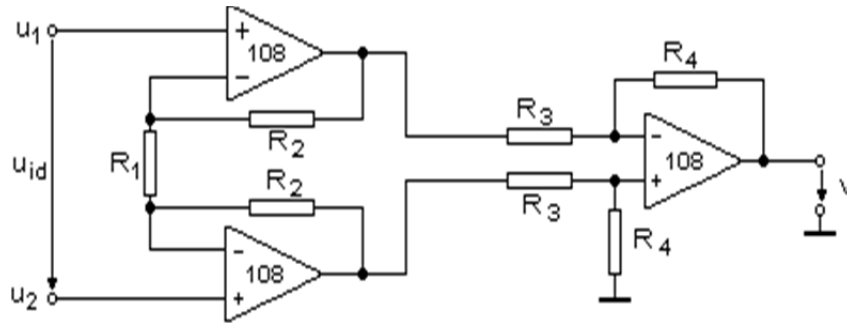


Fig. 4.18 Structura amplificatorului de instrumentație.

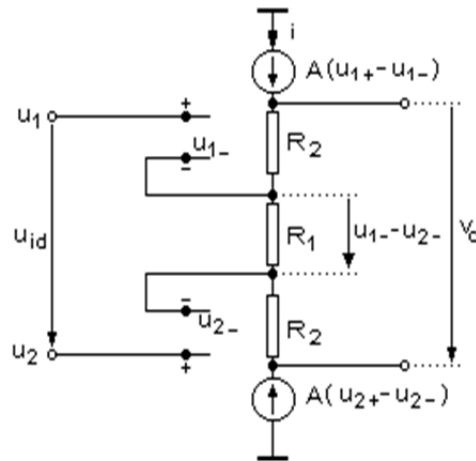


Fig. 4.19 Schema echivalentă a amplificatorului de instrumentație din Fig.4.18.

Pe baza schemei echivalente din Fig. 4.19 se pot scrie următoarele relații pe baza cărora se poate deduce expresia tensiunii de ieșire:

$$u_{id} = u_1 - u_2 = u_{1+} - u_{2+} \quad (4.39)$$

$$iR_1 = u_{1-} - u_{2-} \quad (4.40)$$

$$i = \frac{A(u_{1+} - u_{1-}) - A(u_{2+} - u_{2-})}{R_1 + 2R_2} = \frac{Au_{id} - AiR_1}{R_1 + 2R_2} \quad (4.41)$$

unde A este factorul de amplificare al unui amplificator operațional fără nici un fel de reacție. Știind ca $A \gg 1$, se obține pentru intensitatea i a curentului expresia:

$$i = \frac{u_{id}}{R_1} \quad (4.42)$$

La intrarea celui de al treilea amplificator, care lucrează în conexiune diferențială, se aplică tensiunea $v_d = i(R_1 + 2R_2)$, astfel încât tensiunea de ieșire va avea expresia:

$$v = -u_{id} \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (4.43)$$

Toate elementele din circuitul amplificatorului, cu excepția rezistorului R_1 , sunt părți componente ale circuitului integrat și au valori predefinite. Rezistorul R_1 , care se conectează din exterior, poate fi un potențiomtru de precizie cu ajutorul căruia factorul de amplificare al amplificatorului de instrumentație:

$$A_i = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (4.44)$$

poate fi reglat cu mare finețe.

4.5 AMPLIFICATORUL DE IZOLARE

Uneori, peste semnalul care trebuie măsurat se suprapun tensiuni de mod comun de nivel foarte ridicat, tensiuni care pot fi periculoase pentru utilizator sau pentru dispozitivele de prelucrare a semnalului. Alteori, traductorul de intrare captează semnale de la pacienți umani (cazul aparaturii de investigare biomedicală). În aceste situații, pentru protejarea pacientului, a examinatorului sau a dispozitivelor electronice este necesară separarea galvanică a etajului de ieșire de cel de intrare.

Etajul de intrare al sistemului de măsură care, de cele mai multe ori, este de tip amplificator operațional sau amplificator de instrumentație este separat de etajul de ieșire folosind fie cuplajul magnetic (prin transformator de separare), fie cuplajul optic (prin optocuplor). Atât transformatorul, cât și optocuplorul asigură transmiterea semnalului între cele două etaje fără atenuare sau cu o atenuare foarte mică. Cuplajul prin transformator se utilizează atunci când sunt necesare precizii foarte mari și o gamă dinamică extinsă, iar cuplajul optic se utilizează în amplificatoarele de bandă largă și când sunt necesare viteze mari de răspuns.

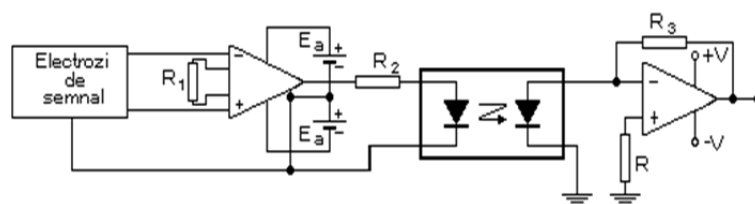


Fig. 4.20 Schema amplificatorului de izolare.

Pentru exemplificare, în Fig. 4.20 este prezentat principiul de funcționare al unui amplificator izolator utilizat în aparatura de precizie din domeniul medical. Separarea galvanică este realizată cu ajutorul unui optocuplor, configurația de intrare este de tip amplificator de instrumentație, iar etajul de ieșire este de tip amplificator de curent.

4.6 AMPLIFICATORUL NORTON

4.6.1 Principiul de funcționare

Amplificatorul Norton (AN), al cărui simbol este prezentat în Fig. 4.21a, este un amplificator integrat, un fel de rudă a amplificatorului operațional. Amplificatorul operațional furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu diferența tensiunilor de intrare, în timp ce amplificatorul Norton amplifică diferența a doi curenți, furnizând la ieșire o tensiune proporțională cu aceasta. De aceea, se spune despre amplificatorul Norton că este un *amplificator de transrezistență*. Spre deosebire de amplificatorul operațional, care se alimentează cu două tensiuni simetrice față de traseul comun (masa de referință), amplificatorul Norton se alimentează cu o tensiune având o singură polaritate.

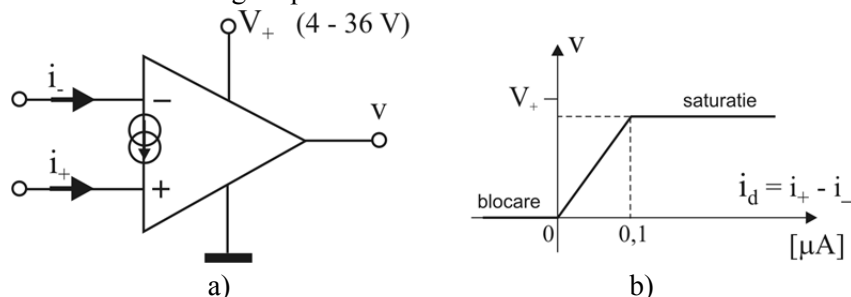


Fig. 4.21 Simbolul amplificatorului Norton și caracteristica sa de transfer.

Curenții de intrare în amplificator sunt de ordinul de mărime a curentului de bază al unui tranzistor bipolar, $i_+, i_- \cong 10 - 50 \mu A$, iar curentul diferențial de intrare (curentul amplificat) este $i_d = i_+ - i_- \cong 30 nA$.

Caracteristica de transfer a amplificatorului Norton este prezentată în Fig. 4.21b. Regimul normal de funcționare este situat pe porțiunea liniară a acesteia, între starea de blocare și starea de saturație.

Amplificatorul Norton poate fi folosit și ca amplificator diferențial de tensiune dacă curenții de intrare sunt convertiți în tensiuni prin conectarea unor rezistențe la intrări.

În Fig.4.22 este prezentată o schemă simplificată a structurii interne a unui amplificator Norton. La intrarea neinvertoare a amplificatorului se remarcă prezența unei oglinzi de curent. Datorită ei, curentul de bază al tranzistorului T_1 (i_{b1}) va fi diferența celor doi curenți de intrare, $i_- - i_+$. Acest curent este amplificat de tranzistorul T_1 și apoi aplicat tranzistorului T_3 care, împreună cu tranzistorul T_2 , formează un tranzistor compus de tip super-G cu o amplificare în curent de până la 10^6 (aprox. $\beta_1\beta_2$). Tranzistorul T_2 lucrează ca repetor pe emitor, separând sarcina de la ieșire de colectorul lui T_1 .

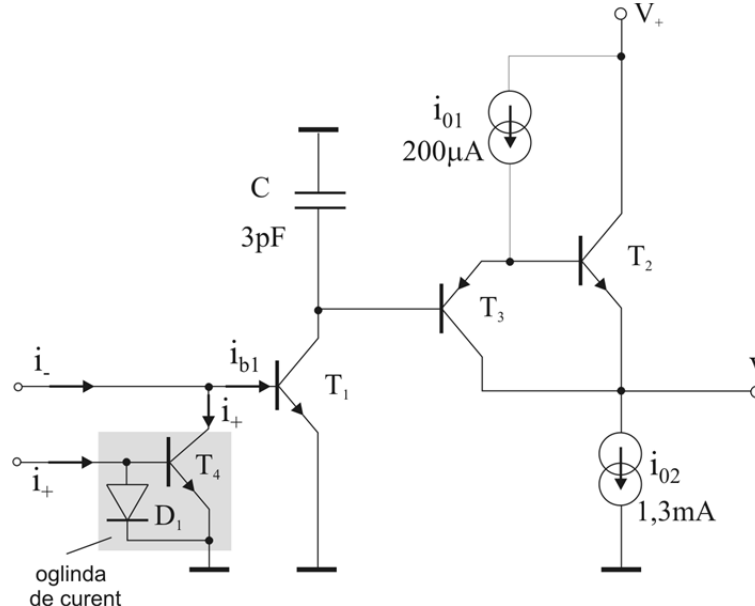


Fig. 4.22 Circuitul de la intrarea amplificatorului Norton.

Din structura internă a amplificatorului Norton se vede că tensiunea fiecărei intrări față de masă este aproximativ egală cu 0,6V. Aceasta reprezintă mărimea tensiunii de deschidere a unei joncțiuni semiconductoare pn polarizată direct (tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 , respectiv tensiunea de polarizare directă a diodei D_1).

Tensiunea de ieșire poate lua valori în intervalul: $v_{\max} = V_+ - 1V$ (1V reprezintă tensiunea U_{CE} a tranzistorului T_2) și $v_{\min} = 0,1V$ (tensiunea pe sursa de curent i_{02} aflată în stare de saturație).

4.6.2 Conexiuni liniare de bază

Precizare importantă:

Pentru ca amplificatorul să lucreze corect este obligatoriu ca oglinda de curent să funcționeze, ceea ce înseamnă că la intrarea neinvertoare trebuie aplicată (prin intermediul unei rezistențe) o tensiune continuă de polarizare a diodei D_1 , indiferent de tipul de conexiune în care va lucra amplificatorul.

Ca și în cazul conexiunilor liniare ale amplificatorului operațional, și în cazul realizării și analizei conexiunilor liniare ale amplificatorului Norton se aplică două principii asemănătoare:

- toate conexiunile au *reacție negativă*, conexiune realizată de regulă prin conectarea unei rezistențe între ieșire și intrarea inversoare
- pentru calculul tensiunii de ieșire se pot aplica relațiile:

$$i_+ \cong i_- \quad (4.45)$$

$$u_+ \cong u_- \quad (4.46)$$

Conexiunea diferențială a amplificatorului Norton (Fig. 4.23a) se deosebește de conexiunea similară a amplificatorului operațional doar prin lipsa rezistenței conectate între intrarea neinvertoare și masă (vezi precizarea anterioară).

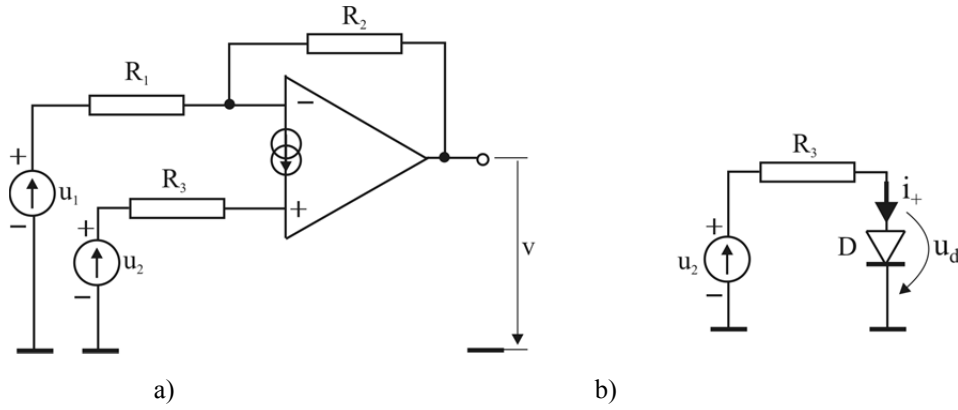


Fig. 4.23 Conexiune diferențială cu AN (a) și schema echivalentă pentru intrarea neinversoare (b).

Pentru stabilirea relației dintre tensiunea de ieșire și tensiunile de intrare, vom construi schemele echivalente pentru fiecare intrare și vom aplica una dintre relațiile (4.45) sau (4.46). În schema echivalentă pentru intrarea neinversoare prezentată în Fig. 4.23b, se poate scrie:

$$u_2 = i_+ R_3 + u_d \quad (4.47)$$

de unde rezultă curentul la intrarea neinversoare:

$$i_+ = \frac{u_2 - u_d}{R_3} \quad (4.48)$$

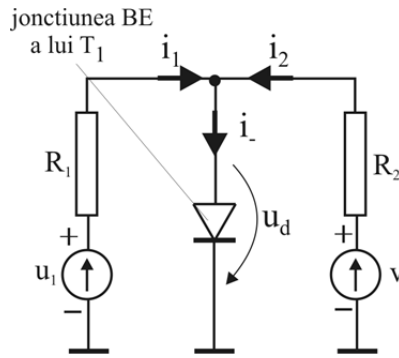


Fig. 4.24 Schema echivalentă pentru intrarea inversoare a conexiunii din Fig. 4.23.

Curentul la intrarea inversoare poate fi calculat pe baza schemei echivalente din Fig. 4.24, din care se pot scrie ecuațiile:

$$u_1 = i_1 R_1 + u_d \Rightarrow i_1 = \frac{u_1 - u_d}{R_1} \quad (4.49)$$

$$v = i_2 R_2 + u_d \Rightarrow i_2 = \frac{v - u_d}{R_2} \quad (4.50)$$

$$i_- = i_1 + i_2 \Rightarrow i_- = \frac{u_1}{R_1} + \frac{v}{R_2} - u_d \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (4.51)$$

Cunoscând expresiile curenților i_+ și i_- și aplicând condiția de egalitate a lor (ec. 4.45), obținem expresia tensiunii de ieșire:

$$v = u_2 \frac{R_2}{R_3} - u_1 \frac{R_2}{R_1} + u_d \left(1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (4.52)$$

În practică, de multe ori se lucrează cu ponderi egale pentru tensiunile u_1 și u_2 alegându-se $R_1 = R_3$, astfel încât tensiunea de ieșire se va calcula din relația simplificată:

$$v = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1) + u_d \quad (4.53)$$

Conexiunea neinversoare a amplificatorului Norton este prezentată în Fig. 4.25. Ea este asemănătoare conexiunii neinversoare a amplificatorului operațional, cu excepția faptului că intrarea inversoare nu este conectată la masă printr-o rezistență. Dacă rezistența R_1 ar rămâne conectată la masă, ea ar conecta baza tranzistorului T_1 și colectorul tranzistorului T_4 la masă și funcționarea amplificatorului ar fi blocată.

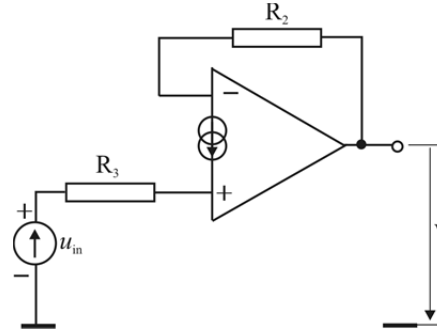


Fig. 4.25 Conexiunea neinversoare cu amplificator Norton.

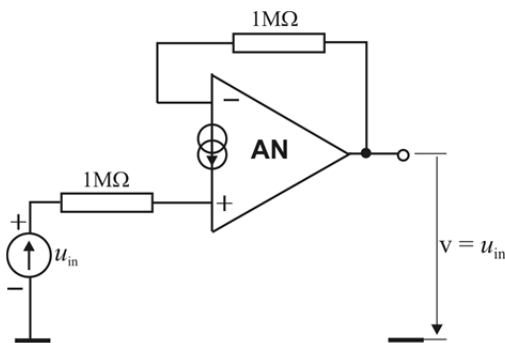
Expresia tensiunii de ieșire pentru amplificatorul Norton în conexiune neinversoare se poate obține prin particularizarea relației (4.46). Punând: $u_2 = u_{in}$, $u_1 = 0$ și $R_1 \rightarrow \infty$ rezultă:

$$v = u_{in} \frac{R_2}{R_3} + u_d \left(1 - \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (4.54)$$

Dacă se alege $R_3 = 2R_2$, atunci:

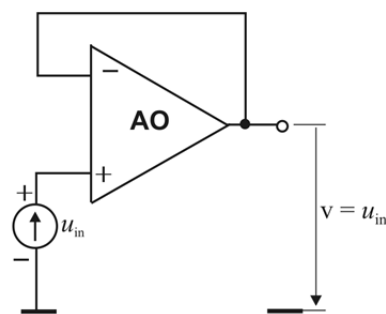
$$v = \frac{u_{in}}{2} + \frac{u_d}{2} \quad (4.55)$$

Aționând în acest fel se poate stabili la ieșire un nivel fix de tensiune continuă. Acest lucru este important deoarece în cazul amplificatorului Norton, alimentat cu tensiune cu o singură polaritate, tensiunea de ieșire nu poate avea decât aceeași polaritate cu tensiunea de alimentare. Astfel, dacă vrem să amplificăm un semnal alternativ astfel încât la ieșire să avem un semnal similar ca formă de undă cu cel de la intrare, va trebui ca la ieșire să-l deplasăm cu o tensiune continuă cel puțin egală cu amplitudinea sa. Pentru aceasta ne vine în ajutor conexiunea neinversoare în curent continuu. Astfel, dacă la intrarea ei aplicăm o tensiune continuă, $u_{in} = V_+ = 15V$, la ieșire vom avea o tensiune continuă, fixă, de aproximativ 7,8V (considerând $u_d = 0,6V$).



repetor cu amplificator Norton

Fig. 4.26



repetor cu amplificator operațional

Fig. 4.27

Din relația (4.54) observăm că dacă $R_3 = R_2$, $v = u_{in}$ și amplificatorul lucrează ca un *repetor de tensiune* (Fig. 4.26). El seamănă foarte mult cu repetorul de tensiune construit cu un amplificator operațional (Fig. 4.27), cu excepția celor două rezistențe identice din circuitul de intrare și din circuitul de reacție. Rezistența din circuitul de intrare convertește tensiunea de intrare într-un curent, iar rezistența din circuitul de reacție determină tensiunea de ieșire să crească la o asemenea valoare încât să asigure intrării inversoare un curent la fel de mare. Din cauza căderii de tensiune pe dioda D_1 circuitul cu amplificator Norton nu este atât de precis ca unul cu amplificator operațional dar este foarte util și are o rezistență de intrare rezonabilă ($1M\Omega$).

Conexiunea inversoare (în curent alternativ). În Fig. 4.28 este prezentată o schemă (cu un exemplu de valori concrete) a unui amplificator inversor de curent alternativ.

Sursa de tensiune continuă de 15V de la intrarea neinversoare asigură deplasarea componentei continue a tensiunii de ieșire la +7,8V. Peste această tensiune continuă se suprapune semnalul variabil de intrare amplificat cu factorul $-R_2/R_1 = -20$. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare prin intermediul unui condensator de cuplaj. Pentru înlăturarea componentei continue a semnalului amplificat, la ieșirea amplificatorului se conectează un filtru trece-sus format din condensatorul C_2 și rezistența R_4 . Astfel:

$$v = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \quad (4.56)$$

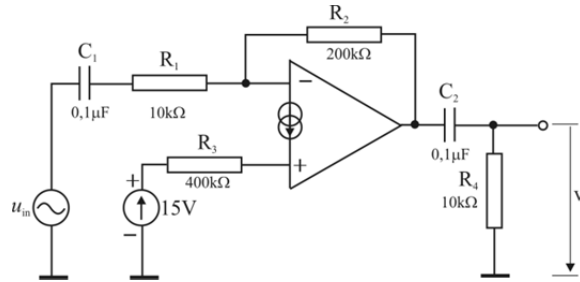


Fig. 4.28 Conexiune inversoare pentru tensiuni alternative cu amplificator Norton.

Regulator de tensiune. În Fig.4.29a este prezentat un regulator de tensiune cu o diodă stabilizatoare în circuitul de reacție negativă. Deși la nici una dintre intrări nu este aplicată nici o tensiune, dioda stabilizatoare este polarizată invers de către tensiunea de ieșire (să nu uităm că amplificatorul este alimentat cu tensiunea V_+).

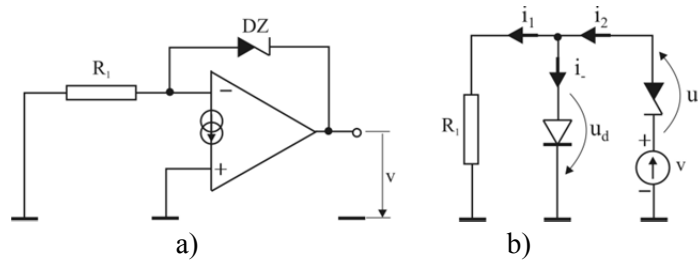


Fig. 4.29 Regulator de tensiune cu amplificator Norton (a) și schema sa echivalentă (b).

Expresia tensiunii de ieșire poate fi calculată examinând schema echivalentă din Fig. 4.29b, pe baza căreia pot fi scrise ecuațiile:

$$i_- \ll i_1, i_2 \Rightarrow i_1 \cong i_2$$

$$i_1 = \frac{u_d}{R_1} \quad (4.57)$$

$$v = u_z + u_d \quad (4.58)$$

Din relația (4.58) se vede că tensiunea de ieșire este constantă, fiind determinată de tensiunea de stabilizare a diodei (tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_1 având valori între 0,55V și 0,6V). Pentru reducerea zgomotului de licărire (flicker noise) și îmbunătățirea stabilității, valoarea rezistenței R_1 este aleasă de ordinul sutelor de $k\Omega$, astfel încât curentul de polarizare a diodei să fie mic (de ordinul mA).

Comparatorul de tensiune. Analizând expresia factorului de amplificare pentru conexiunea diferențială (ec.4.52), în condițiile în care $R_1 = R_3$:

$$v = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1) + u_d \quad (4.59)$$

vom observa că amplificarea este cu atât mai mare cu cât raportul R_2/R_1 este mai mare și tensiunea pe joncțiunea semiconductoră poate fi neglijată. Pe acest raționament se bazează folosirea amplificatorului Norton drept comparator. Schema de pornire este aceea a amplificatorului diferențial (Fig.4.23a) în care se deconectează rezistența R_2 ($R_2 \rightarrow \infty$), rezultând schema din Fig. 4.30a.

Din schemele echivalente pentru intrarea inversoare (Fig.4.30b), respectiv neinversoare (Fig.4.30c) se pot scrie expresiile curenților la intrările amplificatorului:

$$i_- = \frac{u_1 - u_d}{R} \quad (4.60)$$

$$i_+ = \frac{u_2 - u_d}{R} \quad (4.61)$$

Din Fig. 4.22 se vede că în baza tranzistorului T_1 intră diferența celor doi curenți:

$$i_{b1} = i_- - i_+ = \frac{1}{R}(u_1 - u_2) \quad (4.62)$$

iar curențul diferențial de intrare va fi:

$$i_d = -i_{b1} = \frac{1}{R}(u_2 - u_1) \quad (4.63)$$

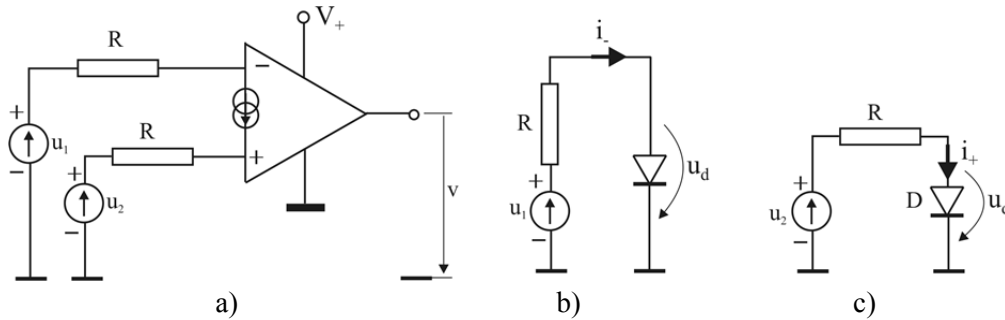


Fig. 4.30 Comparator de tensiune cu amplificator Norton (a) și schemele echivalente (b) și (c).

Analizând caracteristica de transfer a amplificatorului Norton (Fig. 4.21b) vom observa că dacă $i_d > 0,1\mu A$ ieșirea comparatorului este în saturație ($v = V_+ - 1V$) și dacă $i_d < 0$, $v = 0,1V$. Astfel, caracteristica de transfer în tensiune a comparatorului va fi cea prezentată în Fig. 4.31.

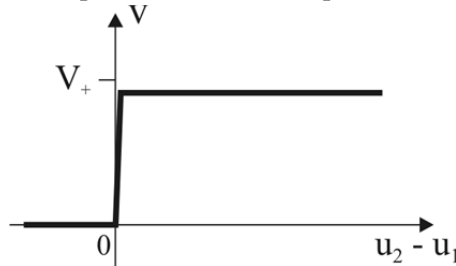


Fig. 4.31 Caracteristica de transfer a comparatorului din Fig. 4.30a.

Capitolul V

ZGOMOTE ȘI METODE DE REDUCERE A LOR

5.1 ZGOMOTELE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

5.1.1 Ce este zgomotul ? (în electronică)

În electronică se lucrează cu semnale electrice purtătoare de informație. Dacă ne referim la variația temporală a semnalelor, ele pot fi constante sau variabile, cu o singură polaritate față de un potențial de referință sau cu ambele polarități, periodice sau neperiodice, armonice sau nearmonice, etc. De multe ori semnalele electrice sunt rezultatul conversiei prin intermediul unor senzori a unor semnale neelectrice: fizice, chimice sau biologice. Nivelul semnalului electric, forma lui, modul de variație în timp ne oferă informații despre semnalul neelectric care a fost convertit (temperatură, presiune, viteză, semnale biologice provenite de la organismele vii etc). Este de la sine înțeles că ar fi de dorit ca în procesul de conversie a unui semnal neelectric în semnal electric și apoi de prelucrare electronică a semnalului electric să nu intervină nici un factor perturbator care să modifice forma semnalului inițial (original), semnal care ne furnizează informații despre mărimea fizică, chimică sau biologică monitorizată. În practică însă acest deziderat nu se realizează pentru că semnalul, pe întreg parcursul său, de la receptarea lui de către senzor și până la afișarea rezultatului prelucrării lui, este afectat de către factori perturbatori externi sau interni. Acești factori modifică nivelul și forma semnalului util, determinând erori în procesul de măsurare/monitorizare a semnalului util. Pentru că ei reprezintă „musafirul nepoftit”, au fost denumiți zgomote. Fără pretenția de a da o definiție foarte exactă, putem afirma că:

Zgomotul este orice factor care poate influența în rău o cantitate pe care o măsurăm.

Din punct de vedere al prelucrării unui semnal nu este atât de important nivelul zgomotului (în semnsul mărimii sale), pe cât este raportul dintre nivelul semnalului util și nivelul zgomotului (*raportul semnal/zgomot*). Zgomotele nu pot fi înlăturate total din procesul de măsurare a unui semnal dar efectul lor perturbator poate fi diminuat în sensul îmbunătățirii raportului semnal/zgomot. Pentru a putea înțelege care sunt modalitățile de îmbunătățire a acestui raport, trebuie mai întâi să vedem care sunt tipurile cele mai importante de zgomote și care sunt sursele lor.

5.1.2 Tipuri de zgomote

Categoriile cele mai frecvente de zgomote care afectează procesele de măsurare și prelucrare a semnalelor electrice se pot împărți în două mari categorii:

- Zgomot extrinsec (sau interferența)
- Zgomot intrinsec:
 - zgomotul termic (Johnson)
 - zgomotul de alicie (Shot Noise)
 - zgomotul 1/f (Flicker Noise)

Interferența se referă la orice zgomot exterior procesului de măsurare. De exemplu, atunci când se efectuează măsurători de câmp magnetic cu o sondă Hall, în funcție de intensitatea câmpului măsurat, câmpul magnetic terestru poate constitui un factor perturbator al cărui efect poate fi diminuat prin luarea unor măsuri de ecranare. Un al exemplu poate fi un experiment de interferometrie optică. El poate fi afectat de vibrațiile mecanice de orice fel, inclusiv de mașinile care circulă pe stradă. Din acest motiv nu vom instala un astfel de experiment la etajele superioare ale unei clădiri și vom încerca să reducem cât mai mult vibrațiile mecanice

prin plasarea standului de lucru pe o masă cât mai robustă, poziționată pe tamponi amortizoare. Din punctul de vedere al semnalelor electrice, acestea pot fi perturbate de câmpurile electromagnetice exterioare sistemului de măsură (mai ales de cele de radiofrecvență) sau de fluctuațiile tensiunii de alimentare. Aceste zgomote sunt greu de distins față de semnalele autentice, dar pot fi evitate prin măsuri de ecranare, pământare sau filtrare.

Zgomotul termic (Johnson) ne duce cu gândul la căldură, agitație termică și mișcare dezordonată. Dar noi știm că un semnal electric înseamnă și un curent electric, iar curentul electric înseamnă o mișcare ordonată a purtătorilor de sarcină (sarcini discrete). Deplasarea purtătorilor de sarcină este un proces statistic. Căldura, prin favorizarea dezordinii, va constitui un factor perturbator care determină fluctuații macroscopice ale stării electrice a sistemului considerat. Zgomotul termic se manifestă în orice element rezistiv de circuit, fiind analogul electronic al mișcării browniene. El este cu atât mai important cu cât temperatura mediului în care se află un rezistor parcurs de un curent electric este mai mare. Influența lui asupra semnalului util se manifestă sub forma unei tensiuni aleatorii care apare la bornele rezistenței.

Fiind vorba de un proces aleator, valoarea medie a tensiunii de zgomot termic este nulă:

$$\langle u_{zJ} \rangle = 0 \quad (5.1)$$

Valoarea pătratică medie a tensiunii de zgomot termic este dependentă de temperatura rezistenței (T), de valoarea ei (R) și de domeniul de frecvențe în care o calculăm (exprimat prin banda de frecvențe, Δf) și poate fi calculată cu relația:

$$\langle u_{zJ}^2 \rangle = 4k_B R \cdot T \cdot \Delta f \quad (5.2)$$

în care k_B este constanta lui Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Pentru formarea unei idei privind valorile concrete ale tensiunii de zgomot termic, vom considera o rezistență de **100 kΩ**, aflată la temperatura camerei (**300K**). În interiorul unei benzi de frecvențe de **1 kHz**, mărimea tensiunii de zgomot termic va fi: $\sqrt{\langle u_{zJ}^2 \rangle} = 0,41 \mu\text{V}$.

Din expresia tensiunii de zgomot termic se observă că valoarea ei nu depinde de poziția în spectrul frecvențelor a benzii de frecvențe considerate, ci numai de lărgimea ei. Astfel, tensiunea de zgomot termic a unei rezistențe de 100 kΩ aflată la temperatura camerei, va fi 0,41 μV atât în intervalul 10-11 kHz, cât și în intervalul 100-101 kHz. Un astfel de zgomot, a cărui mărime nu depinde de localizarea intervalului de frecvențe considerat, se numește *zgomot alb (white noise)*. Zgomotul termic nu poate fi eliminat niciodată. El este independent de forma și tipul rezistenței din circuit. Astfel, două rezistențe cu aceeași valoare, una metalică și una cu peliculă de carbon, aflate la aceeași temperatură, vor fi afectate la bornele lor de o aceeași tensiune de zgomot într-o bandă de frecvențe dată. Singura modalitate de limitare a efectului zgomotului termic asupra unui semnal electric este folosirea unor semnale utile cu un spectru cât mai îngust de frecvențe.

Zgomotul de alicie (shot noise) este o consecință a faptului că sarcinile electrice sunt particule discrete. Curentul electric nu este consecința curgerii unui fluid continuu, ci este consecința deplasării ordonate a unor particule discrete neneutre (electroni, ioni). Din punct de vedere statistic, într-un interval de timp infinit mic, secțiunea transversală a conductorului parcurs de curent nu va fi penetrată întotdeauna de același număr de purtători de sarcină (fluctuații Poisson). În cazul unui conductor metalic, dacă $\langle N \rangle$ este numărul mediu de electroni care traversează secțiunea perpendiculară pe fluxul de electroni în unitatea de timp, atunci intensitatea curentului continuu prin acea secțiune va fi:

$$I = e \cdot \langle N \rangle \quad (5.3)$$

Zgomotul de alicie își va manifesta efectul în orice conductor parcurs de curent electric. Ponderea sa în semnalul total (util + zgomot) este invers proporțională cu intensitatea curentului prin ramura de circuit considerată. Valoarea pătratică medie a intensității curentului de zgomot de alicie se poate calcula cu relația:

$$\langle i_{zs}^2 \rangle = 2eI \cdot \Delta f \quad (5.4)$$

în care e este sarcina electronului ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C) iar Δf are aceeași semnificație ca și în cazul zgomotului termic. Astfel, intensitatea curentului de zgomot printr-un circuit parcurs de un curent de 10^{-9} A, în interiorul unui domeniu de frecvențe de 1 kHz, va fi: $\sqrt{\langle i_{zs}^2 \rangle} = 0,57$ pA. În graficul din Fig. 5.1 este reprezentată ponderea zgomotului de alicie într-un semnal util, în funcție de intensitatea curentului prin circuit. *Zgomotul de alicie* este și el un *zgomot alb*.

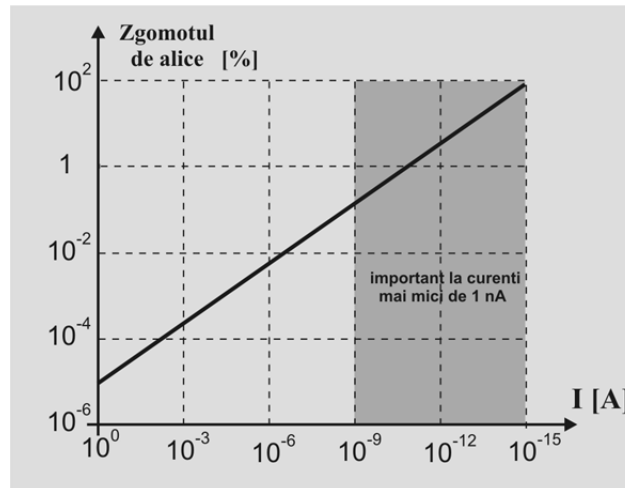


Fig. 5.1 Ponderea zgomotului de alicie în funcție de intensitatea curentului.

Zgomotul 1/f (*flicker noise*) este poate cel mai important factor perturbator după interferențe. Se numește zgomot $1/f$ deoarece puterea de zgomot depinde de locul din spectrul de frecvențe în care este plasată banda de frecvențe în care este măsurat. Fiind dependent de frecvență, el nu mai este un zgomot alb ci un *zgomot roz* (*pink noise*). Originea lui nu este elucidată pe deplin. Se știe însă că el depinde foarte mult de construcția componentelor electronice folosite și de calitatea circuitului (mai ales a contactelor electrice). De aceea, pentru reducerea efectului zgomotului $1/f$ asupra semnalelor utile, se recomandă executarea unor lipituri calde, ferme și dacă se poate, contactele ohmice și traseele să fie argintate sau chiar aurite. Efectul său mai poate fi redus prin folosirea unor filtre trece-sus și trece-jos care să „taie” zgomotul situat sub sau peste o anumită frecvență. Este evident că frecvențele de tăiere trebuie astfel alese încât semnalul util să fie în afara domeniilor de frecvențe tăiate.

5.2 ÎMBUNĂȚĂȚIREA RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT

Am menționat și mai sus că practic este imposibilă anularea totală a efectelor zgomotelor asupra semnalelor utile. În schimb, există multe metode cu ajutorul cărora nivelul de zgomot să fie redus iar raportul semnal/zgomot să fie îmbunătățit. Pe unele dintre ele le-am amintit chiar atunci când am vorbit despre zgomote. În continuare vom enumera cele mai cunoscute metode de reducere a zgomotelor, urmînd ca apoi cele mai importante dintre ele să fie tratate în capitole distincte sau în contextul altor capitole.

În general, metodele de reducere a efectelor zgomotelor asupra semnalelor utile se împart în două mari categorii: **metode hard**, prin intermediul cărora se intervine asupra semnalului direct în procesul de măsurare și **metode soft**, prin intermediul cărora se acționează, prin metode de calcul, asupra semnalelor achiziționate și memorate.

Metode HARD

- ecranarea și pămîntarea
- folosirea filtrelor analogice (pasive și active)
- folosirea amplificatoarelor diferențiale (de curent sau tensiune) și de instrumentație
- modularea semnalelor

- detecția sensibilă la fază (detecția sincron)

Metode SOFT

- medierea, în același punct sau ponderată, a semnalelor memorate
- filtrarea digitală

5.2.1 Ecranarea și pământarea

Ecranarea electrostatică și conectarea carcaselor aparatelor (nu numai de măsură) la priza de pământ sunt poate cele mai vechi metode de protecție împotriva factorilor perturbatori externi. Din punct de vedere al ecranării și pământării în procesele de măsurare și prelucrare a unor mărimi electrice sunt importanți doi factori: frecvența semnalelor măsurate și calitatea prizei de pământare. Este cunoscut faptul că pentru a avea o ecranare eficientă este necesară corelarea dimensiunilor plasei cuștii Faraday cu lungimea de undă a semnalelor electrice prelucrate. De asemenea, folosirea cablurilor coaxiale pentru conexiunea între diversele blocuri ale sistemului de măsură este mai mult decât necesară, mai ales la frecvențe ridicate. În ceea ce privește priza de pământare amintim doar de existența standardelor specifice privind materialul din care este confecționată centura de pământare și stratul de protecție anticoroziv al ei, precum și adâncimea de îngropare și umiditatea pământului.

5.2.2 Filtre analogice pasive

Ce este un filtru analogic?

Un filtru analogic poate fi privit ca un cuadropol (două borne de intrare și două de ieșire) alcătuit din diferite elemente de circuit, care are un comportament diferit față de semnalele cu diferite frecvențe. Când spunem comportament diferit ne referim la modul în care filtrul acționează asupra mărimii (amplitudinii) semnalelor cu diferite frecvențe sau asupra mărimii (amplitudinii) componentelor din spectrul de frecvențe al semnalului de la intrare.

În funcție de modul în care filtrele acționează asupra semnalelor aplicate la intrare, ele pot fi clasificate în:

- filtre *trece-jos* (*taie-sus*) care lasă semnalele cu frecvențe până la o anumită valoare (*frecvența de tăiere*) să treacă neatenuate sau atenuate foarte puțin, iar pe cele cu frecvențe superioare frecvenței de tăiere le atenuează foarte puternic.
- filtre *trece-sus* (*taie jos*) care sunt complementare filtrelor „trece-jos”. Ele atenuează drastic semnalele cu frecvențe mai mici decât *frecvența de tăiere* și lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puțin, semnalele cu frecvențe superioare frecvenței de tăiere trecând neatenuate sau atenuate foarte puțin.
- filtre *trece-bandă* care lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puțin semnalele cu frecvențe cuprinse într-un anumit domeniu de frecvențe, numit *bandă de trecere*, atenuând drastic semnalele cu frecvențe aflate în afara benzii de trecere.
- filtre *oprește-bandă* care sunt complementarele filtrelor „trece bandă”. Ele atenuează drastic semnalele cu frecvențe cuprinse într-un anumit domeniu de frecvențe, numit *bandă de tăiere* și lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puțin semnalele cu frecvențe aflate în afara benzii de tăiere.

În funcție de componența constructivă a filtrelor analogice ele pot fi clasificate în:

- *filtre pasive*, alcătuite numai din elemente pasive de circuit (rezistori, bobine, condensatori). Consecința unei astfel de structuri este aceea că amplitudinea semnalului de la ieșirea filtrului nu poate fi mai mare decât amplitudinea semnalului de la intrarea lui. Cu alte cuvinte, valoarea maximă a funcției de transfer nu poate fi supraunitară.
- *filtre active*, care reprezintă o combinație de filtre pasive și elemente active de circuit (de cele mai multe ori, amplificatoare operaționale). Prezența elementelor active (și a eventualelor circuite de reacție) asigură pe de o parte, o amplificare a semnalelor cu frecvențe aflate în banda de trecere și pe de alta, o îmbunătățire a caracteristicilor filtrului.

Cele mai simple filtre pasive sunt cele construite doar din două elemente: *rezistor* + *condensator* sau *rezistor* + *bobină*, conectate ca în Fig. 5.2. Ele se mai numesc și *celule elementare de filtrare* sau *filtre de ordinul 1*, putând fi doar de tipul „trece-jos” sau „trece-sus”, în funcție de poziția celor două elemente în circuitul care reprezintă filtrul. Să observăm că rezistorul este prezent în toate cele patru combinații posibile de filtre. Filtrele în care bobina, respectiv condensatorul, ocupă aceeași poziție în circuit sunt complementare: dacă unul este de tip „trece-jos”, celălalt este de tip „trece-sus”. Fiind circuite de tip cuadrupol, comportamentul filtrelor poate fi caracterizat cu ajutorul diagramelor Bode: caracteristica de transfer în tensiune și caracteristica de fază. Prima ne dă informații despre tipul filtrului, iar cea de a doua ne spune care este defazajul semnalului de la ieșire față de semnalul aplicat la intrare.

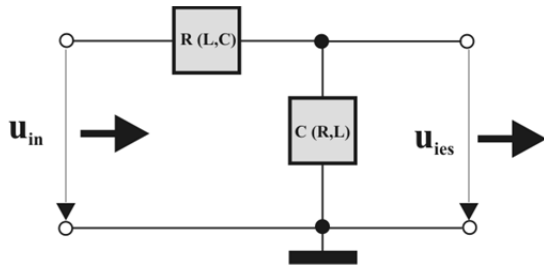


Fig. 5.2 Filtru pasiv, schemă generală.

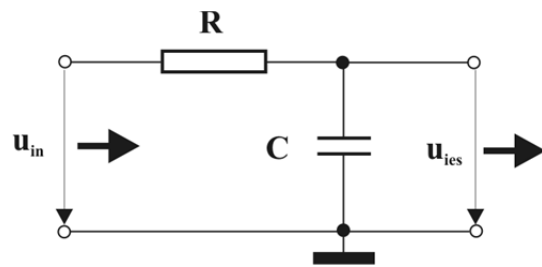


Fig. 5.3 Filtru pasiv trece-jos.

Modalitatea de calcul a parametrilor caracteristici ai unui filtru elementar este foarte simplă, mai ales atunci când elementele de circuit se consideră ca fiind ideale. O vom exemplifica pe un filtru *RC*, a cărui schemă este prezentată în Fig. 5.3. Pentru simplificarea și mai mult a calculelor vom considera că, în domeniul de frecvențe pentru care este proiectat, valorile elementelor filtrului sunt astfel alese încât impedanța filtrului să fie mult mai mare decât impedanța de ieșire a sursei de semnal și mult mai mică decât impedanța sarcinii pe care el debitează energie.

Aplicând metoda de calcul cu mărimi complexe, funcția de transfer în tensiune va avea expresia:

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi RC \cdot f} \quad (5.5)$$

iar modulul ei:

$$\left| \frac{u_{ies}}{u_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RC)^2 \cdot f^2}} \quad (5.6)$$

Din expresia (5.6) se vede imediat că dacă $f = \frac{1}{2\pi RC}$, atunci $\left| \frac{u_{ies}}{u_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, ceea ce înseamnă o atenuare cu 3 dB a semnalului de ieșire față de semnalul de intrare. Vom „boteza” această frecvență particulară *frecvență de tăiere* și o vom nota cu f_T . Astfel, relația (5.6) poate fi acum scrisă:

$$|A_u| = \left| \frac{u_{ies}}{u_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_T^2}}} \quad (5.7)$$

Reprezentarea grafică a funcției de transfer a filtrului (5.7) este prezentată în Fig. 5.4a. Ea „ne spune” că este vorba despre un filtru „trece-jos”, care lasă să treacă prin el semnalele cu frecvențe mai mici decât f_T și atenuează foarte mult semnalele cu frecvențe mai mari.

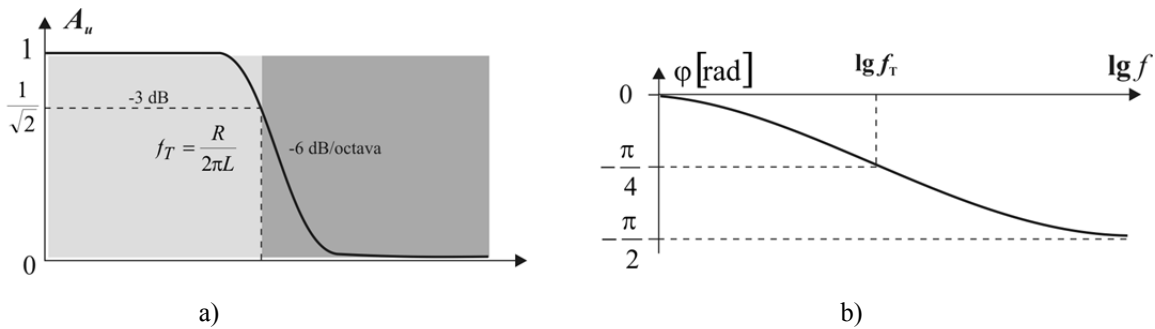


Fig. 5.4 Caracteristicile de transfer (a) și fază (b) ale filtrului din Fig. 5.3.

Pentru a vedea cum acționează filtrul asupra fazei semnalului, vom raționaliza expresia funcției de transfer astfel încât ea să poată fi scrisă sub forma **Re + jIm**:

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{f^2}{f_T^2}} - j \frac{\frac{f}{f_T}}{1 + \frac{f^2}{f_T^2}} \quad (5.8)$$

Astfel, defazajul semnalului de ieșire față de cel de intrare va avea expresia:

$$\varphi = -\arctg \frac{f}{f_T} \quad (5.9)$$

Din reprezentarea grafică a caracteristicii de fază (Fig. 5.4b) se poate observa că, pe tot domeniul de frecvențe, tensiunea de ieșire este defazată în urma tensiunii de intrare. Rezultatul acesta putea fi prevăzut și fără calculul funcției de transfer, observând că tensiunea de ieșire este chiar tensiunea de la bornele condensatorului, care, pentru a se încărca până la o anumită valoare a tensiunii, are nevoie de un interval de timp finit, determinat de capacitatea sa și de valoarea rezistenței prin care se încarcă.

Și comportarea filtrului la limitele domeniului de frecvențe poate fi analizată fără cunoașterea formei analitice a funcției de transfer, pe baza cunoașterii comportării elementelor reactive de circuit (în cazul de față un condensator) în curent continuu și la frecvențe foarte mari. Astfel:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \Big|_{f=0} \rightarrow \infty \Rightarrow \text{în curent continuu condensatorul poate fi înlocuit cu o întrerupere și}$$

$$X_C = \lim_{f \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi f C} = 0 \Rightarrow \text{la frecvențe foarte mari condensatorul poate fi înlocuit cu un scurtcircuit}$$

Ținând seama de aceste două adevăruri, pot fi desenate schemele echivalente ale filtrului din Fig. 5.3 la limita curentului continuu și la limita frecvențelor foarte înalte (Fig. 5.5). Se vede imediat că la limita curentului continuu și la frecvențe mici (probabil până la o anumită valoare) semnalul trece spre ieșire, pentru că la frecvențe mari să fie puternic atenuat (chiar până la 0).

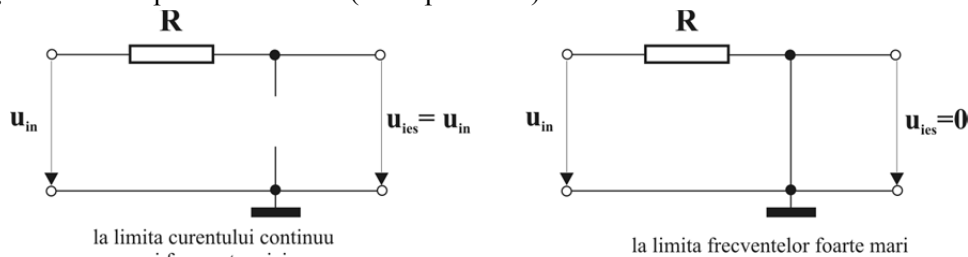


Fig. 5.5 Scheme echivalente ale filtrului din Fig. 5.3.

Este evident că aceasta este o metodă aplicabilă doar pentru o evaluare calitativă a comportării unui circuit conținând elemente reactive (condensatori și/sau bobine) la cele două extreme ale valorii frecvenței. Ce se întâmplă însă între aceste extreme poate fi prezis doar pe baza analizei funcției de transfer. În cazul

analizat mai sus filtrul conține doar două elemente de circuit și modulul funcției de transfer este monoton descrescător odată cu creșterea frecvenței. Dacă circuitul reprezentând filtrul are trei sau mai multe componente, este posibil ca pe întreg domeniul de frecvențe funcția de transfer să aibă mai multe maxime și/sau minime și chiar să ia de mai multe ori valoarea zero. În aceste situații se vorbește despre *polii* și *zerourile* funcției de transfer.

În *Tabelul 5.1* sunt prezentate valorile modulului funcției de transfer (5.7) pentru câteva valori particulare ale frecvenței.

Tabelul 5.1

f	f_T	$2f_T$	$4f_T$	$8f_T$	$10f_T$	$100f_T$
$\left \frac{u_{ies}}{u_{in}} \right _{dB} = 20 \cdot \lg \left \frac{u_{ies}}{u_{in}} \right $	-3,01	-6,99	-12,30	-18,13	-20,04	-40,00

După cum se poate observa, pentru frecvențe mai mari decât $2f_T$, la fiecare dublare a frecvenței atenuarea semnalului de ieșire crește cu aproximativ 6dB. De asemenea, pentru frecvențe mai mari decât $10f_T$, la fiecare multiplicare cu 10 a frecvenței atenuarea semnalului de ieșire crește cu aproximativ 20dB. Aceste valori ale atenuării introduse de filtru la diferite frecvențe ne oferă măsura *pantei funcției de transfer* în vecinătatea frecvenței de tăiere. Alături de tipul de filtru și de frecvența de tăiere, *panta filtrului este o altă caracteristică a lui*. Astfel, despre filtrul elementar *RC* analizat anterior se spune că are o pantă de -6 dB/octavă sau -20 dB/decadă.

Similar cu analiza filtrului *RC* pot fi analizate și celelalte filtre simple. Sinteza comportării celor patru filtre elementare de ordinul I este prezentată în *Anexa I*. În anexă se poate observa că dintre combinațiile posibile de câte două elemente, ca cea analizată mai sus, lipsește combinația *LC* (bobină + condensator). Acest caz trebuie tratat separat deoarece, fiind vorba de două elemente de circuit reactive și complementare, orice combinație a lor (serie sau paralel) reprezintă un circuit rezonant, cu un comportament particular la frecvența de rezonanță. Dintre cele două combinații vom analiza mai detaliat doar circuitul *LC* paralel din trei motive: **a)** este cel mai utilizat; **b)** este mai greu de calculat și **c)** la frecvențe ridicate, o simplă bobină reprezintă ea însăși un circuit rezonant paralel. În general, filtrele *LC* se folosesc în domeniul frecvențelor înalte și foarte înalte (sute de kilohertzi sau mai mari).

Vom începe prin a analiza comportarea unui circuit format dintr-o bobină și un condensator conectate în paralel (Fig. 5.6). Dintre elementele parazite menționate mai sus l-am considerat doar pe cel mai reprezentativ (până la o anumită frecvență), rezistența de pierderi a bobinei, r . La frecvențe foarte mari (RF și mai sus) trebuie luate în calcul și celelalte elemente parazite.

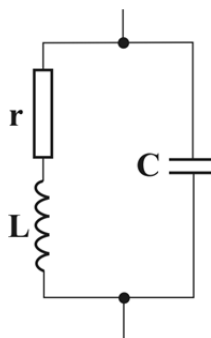


Fig. 5.6 Circuit rezonant paralel LC.

Dacă se introduc notațiile: $X_L = \omega L$ și $X_C = 1/\omega C$, atunci expresia impedanței circuitului, scrisă sub forma complexă $\mathbf{Re} + j\mathbf{Im}$, este:

$$Z = \frac{rX_C^2}{r^2 + (X_L - X_C)^2} - jX_C \frac{r^2 + X_L(X_L - X_C)}{r^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (5.10)$$

Circuitul prezintă fenomenul de rezonanță în situația în care partea reactivă a impedanței sale se anulează:

$$r^2 + X_L(X_L - X_C) = 0 \quad (5.11)$$

Din această condiție va rezulta expresia frecvenței sale de rezonanță:

$$f_{rez} = f_o \sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}} \quad (5.12)$$

în care am notat $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Ținând seama de condiția de rezonanță (5.11) și de faptul că la rezonanță partea reactivă a impedanței se anulează, expresia impedanței circuitului în această situație particulară va fi:

$$Z_{rez} = r \left(1 + \frac{\omega_{rez}^2 L^2}{r^2} \right) \quad (5.13)$$

Raportul $\omega_{rez}L/r$ reprezintă factorul de calitate al bobinei, Q . De regulă, atunci când folosim bobine la frecvențe înalte vom lua toate măsurile ca ele să fie de foarte bună calitate ($Q > 10$), astfel încât, cu o foarte bună aproximație, se poate scrie:

$$Z_{rez} \cong Q^2 \cdot r \quad (5.14)$$

Pe baza acestor considerente se poate reprezenta grafic (Fig. 5.7) dependența de frecvență a impedanței circuitului LC paralel din Fig. 5.6.

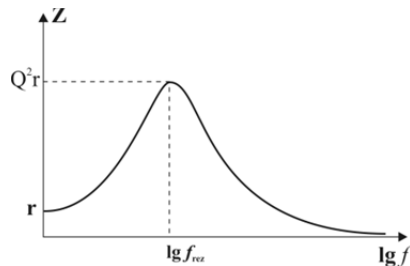


Fig. 5.7 Dependenta de frecvență a impedanței circuitului din Fig. 5.6.

Se poate observa că impedanța circuitului este maximă în condiții de rezonanță (de aproximativ Q^2 ori mai mare decât rezistența de pierderi a bobinei) și descrește rapid la frecvențe mai mici sau mai mari. Curba de rezonanță este cu atât mai îngustă (circuit mai selectiv), cu cât factorul de calitate al bobinei este mai mare.

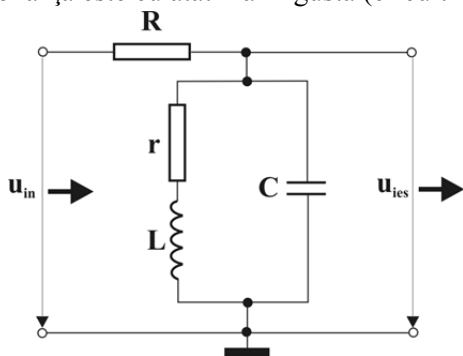


Fig. 5.8 Filtru cu circuit rezonant LC paralel.

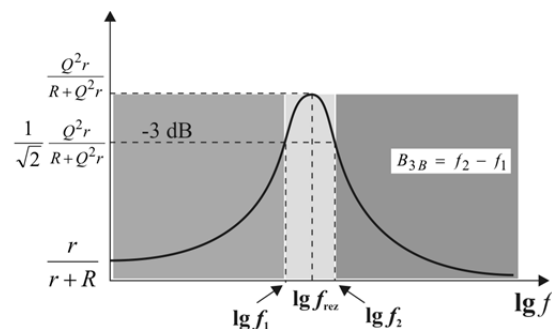


Fig. 5.9 Funcția de transfer a filtrului din Fig. 5.8.

Combinat cu un rezistor, așa cum este arătat în Fig. 5.8, circuitul rezonant paralel LC va acționa ca un filtru „trece-bandă”. Funcția de transfer a filtrului este prezentată în Fig. 5.9. Se poate observa că semnalele cu frecvențe aflate între f_1 și f_2 sunt atenuate cu mai puțin de 3 dB față de semnalul cu frecvența egală cu frecvența de rezonanță a circuitului LC. Frecvențele f_1 și f_2 delimitează ceea ce se numește *banda de trecere de 3 dB* a filtrului.

Analiza calitativă a defazajului introdus de filtrul din Fig.5.8 poate fi făcută în felul următor:

- la limita curenului continuu condensatorul este echivalent cu o întrerupere iar bobina cu o rezistență de valoare r . Filtrul are un comportament pur rezistiv și nu introduce defazaj între semnalul de ieșire și semnalul de intrare.
- pentru semnalele cu frecvențe cuprinse între limita curenului continuu și frecvența de rezonanță, comportamentul circuitului LC este inductiv pentru că natura impedanței lui este determinată de reactanța inductivă, mai mică decât cea capacitivă (bobina și condensatorul sunt conectate în paralel).
- la o frecvență egală cu frecvența de rezonanță impedanța circuitului rezonant este pur rezistivă și filtrul nu introduce defazaj între semnalul de ieșire și semnalul de intrare.
- la frecvențe mai mari decât frecvența de rezonanță comportamentul circuitului devine capacitiv.

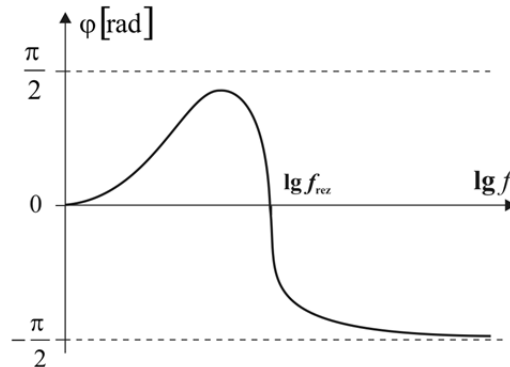


Fig. 5.10 Defazajul introdus de filtrul din Fig. 5.8 la diferite frecvențe.

Calitativ, dependența de frecvență a defazajului dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare (diagrama de fază) este prezentată în Fig. 5.10. Forma exactă a curbei (inclusiv poziția maximului din zona comportamentului inductiv), depinde de valorile concrete ale elementelor de circuit.

Dacă în schema din Fig. 5.8, în locul circuitului LC paralel se conectează un circuit LC serie, va rezulta tot un filtru care, în mod logic, ar trebui să aibă un comportament complementar. Schema lui este prezentată în Fig. 5.11, iar relațiile pentru caracteristica de transfer, frecvența de rezonanță și defazaj sunt:

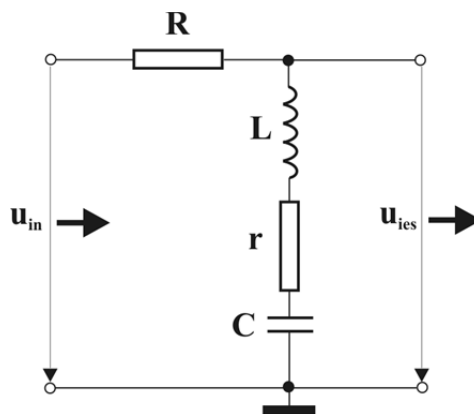


Fig. 5.11 Filtru cu circuit rezonant LC serie.

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r + R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (5.15)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.16)$$

$$\varphi = \arctg \frac{R \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{r(r+R) + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (5.17)$$

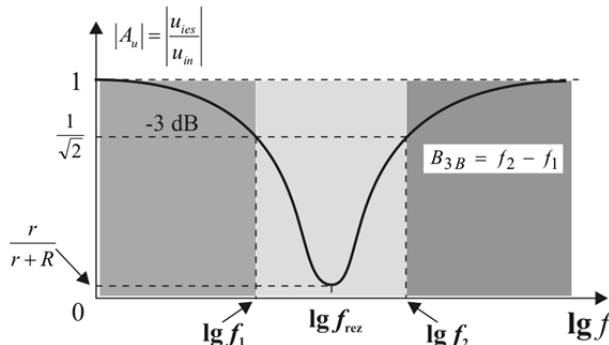


Fig. 5.12 Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.11.

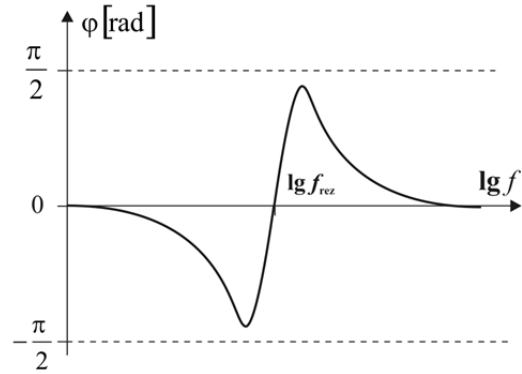


Fig. 5.13 Caracteristica de fază a filtrului din Fig.5.11.

Din reprezentările grafice calitative ale acestora (Fig. 5.12 și 5.13) se poate observa că circuitul acționează ca un filtru „oprește-bandă” care, pentru semnalele de intrare cu o frecvență egală cu frecvența de rezonanță, nu introduce nici un defazaj între semnalul de ieșire și semnalul de intrare. La frecvențe mai mici decât frecvența de rezonanță filtrul are un comportament capacitiv, iar la frecvențe mai mari are un comportament inductiv.

Atunci când sunt necesare filtre cu parametri îmbunătățiți, mai multe filtre pasive de ordinul 1 pot fi conectate în cascadă, construindu-se *filtre de ordinul n* (n – numărul filtrelor de ordinul 1). În acest caz, parametrul care se îmbunătățește semnificativ este panta filtrului:

$$\text{panta filtrului de ordinul } n = n \times \text{panta filtrului de ordinul } 1.$$

Necesitatea unui filtru de ordin superior depinde de apropierea dintre lărgimea de bandă a semnalului util și frecvența zgomotului pe care vrem să-l atenuăm. De exemplu, unul dintre zgomotele foarte deranjante, care se manifestă frecvent, este zgomotul cu frecvența de 50 Hz care provine de la rețeaua de alimentare. Dacă semnalul util are frecvența de 100 kHz atunci este suficient un filtru „trece-sus” de ordinul 1. Dacă însă semnalul util are frecvența de 100 Hz, atunci, pentru că cele două frecvențe sunt foarte apropiate, este necesar un filtru „trece-sus” de ordin superior, cu o pantă mai mare, care să atenueze drastic zgomotul cu frecvența de 50 Hz și să lase practic neatenuat semnalul util, cu o frecvența de 100 Hz.

Elementele pasive de circuit pot fi combinate în foarte multe moduri pentru a realiza funcția de filtrare. Cele mai folosite, mai ales la frecvențe medii și joase, sunt filtrele construite cu rezistori și condensatori.

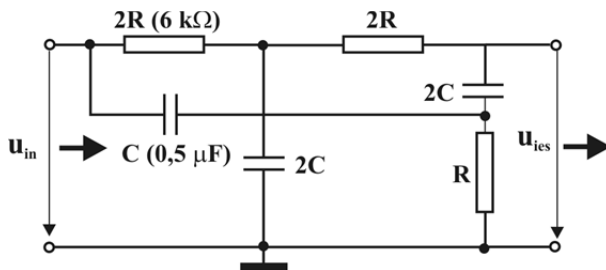


Fig. 5.14 Filtru de rejecție.

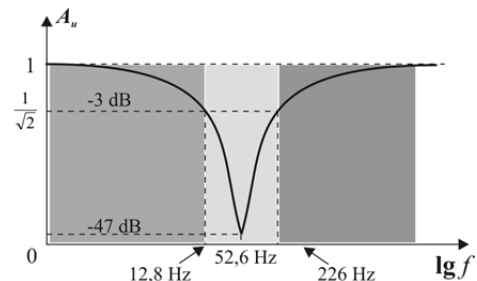


Fig. 5.15 Caracteristica filtrului de rejecție.

Spre exemplificare, în Fig. 5.14 este prezentată schema de principiu a unui filtru de rejecție („oprește-bandă”) pentru atenuarea influenței semnalului de brum de 50 Hz care provine de la rețeaua de alimentare. Funcția de transfer a acestui filtru, obținută cu un program de simulare, este prezentată în Fig. 5.15. Se poate observa că, la trecerea prin filtru, semnalele cu frecvențe cuprinse între 12,8 Hz și 226 Hz sunt atenuate cu mai mult de 3 dB.

5.2.3 Filtre analogice active

Am menționat anterior că în cazul folosirii filtrelor pasive, nivelul semnalului de ieșire este cel mult identic cu nivelul semnalului de intrare. Am mai arătat că panta unui filtru poate fi îmbunătățită prin conectarea în cascadă a mai multor filtre pasive de ordinul 1, identice. În plus, performanțele unui filtru pasiv pot fi afectate atât de caracteristicile electrice ale sursei care furnizează semnalul pe care trebuie să-l prelucrăm, cât și de cele ale sarcinii pe care filtrul debitează energie. Pentru simplitatea calculului, în paragrafele precedente am neglijat aceste efecte, dar ele se manifestă întotdeauna, cu o pondere mai mică sau mai mare care depinde de realitatea dintre impedanța filtrului și impedanța sursei de semnal, respectiv a sarcinii, la o frecvență dată.

Dacă dorim ca semnalul util, filtrat de zgomote, să fie și amplificat și să reducem influențele sursei de semnal și a sarcinii asupra performanțelor filtrului, atunci vom apela la filtrele active. *Filtrele active sunt combinații de filtre pasive și elemente active de circuit, în special amplificatoare operaționale.*

Să ne reamintim că amplificatorul operațional are impedanța de intrare foarte mare și impedanța de ieșire foarte mică. Datorită acestor caracteristici, el poate fi folosit ca etaj tampon (buffer) între sursa de semnal și filtrul pasiv și între filtrul pasiv și sarcină. O astfel de structură este prezentată în Fig. 5.16, în care amplificatoarele operaționale sunt conectate ca repetitoare de tensiune. Sursa de semnal împreună cu primul amplificator operațional, lucrează ca o sursă de tensiune aproape ideală în raport cu intrarea filtrului, iar filtrul pasiv va debita energie pe o sarcină aproape infinită, reprezentată de intrarea celui de al doilea amplificator operațional. În plus, ansamblul sursă - amplificator operațional - filtru pasiv - amplificator operațional va lucra ca o sursă de tensiune aproape ideală în raport cu sarcina (impedanța de ieșire a ansamblului este reprezentată de impedanța de ieșire a celui de al doilea amplificator operațional).

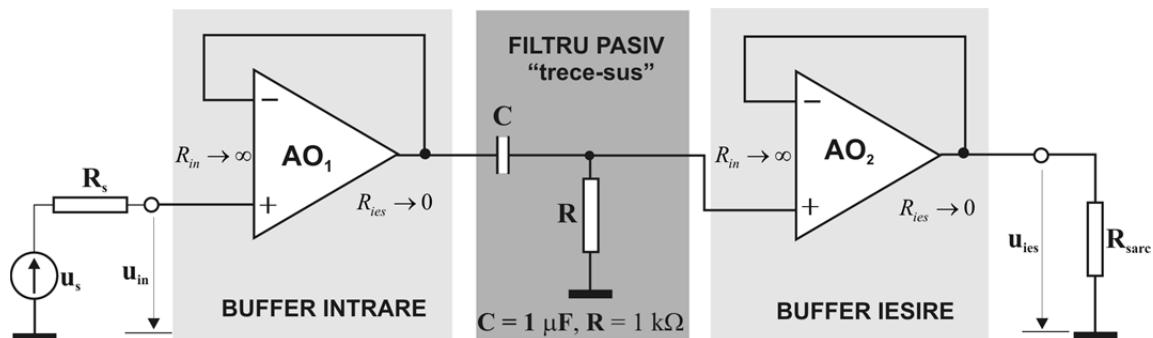


Fig. 5.16 Filtru activ de ordinul întâi.

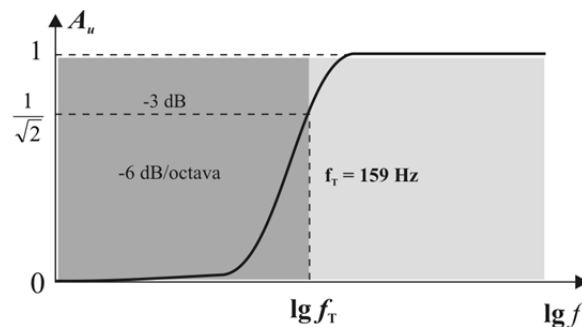


Fig. 5.17 Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.16.

Un filtru ca cel prezentat mai sus are aceeași pantă și aceeași frecvență de tăiere cu cea a filtrului pasiv CR , dar are avantajul reducerii drastice a influenței sursei de semnal și sarcinii asupra parametrilor lui (Fig. 5.17). El se apropie foarte mult de un filtru pasiv ideal.

Dacă bufferul de ieșire este conectat ca amplificator neinvertor, atunci semnalul de la ieșire va fi și amplificat.

Un filtru activ de ordin superior poate fi realizat prin conectarea în cascadă a mai multor filtre active de ordinul 1. În Fig. 5.18 este prezentată schema unui filtru activ trece-sus de ordinul 3. Se poate observa că cele trei filtre pasive CR , identice, sunt încadrate fiecare de câte un buffer la intrare și respectiv la ieșire. Ultimul buffer este conectat ca amplificator neinvertor, cu factorul de amplificare $1 + R_2/R_1 = 101$.

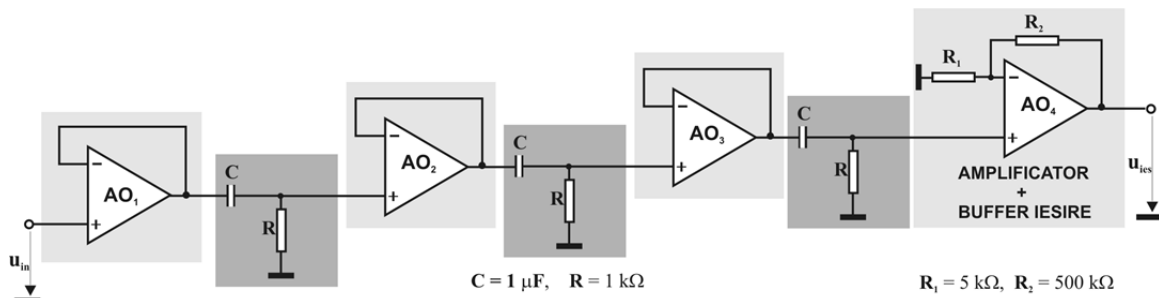


Fig. 5.18 Filtru activ de ordinul trei.

Pentru că filtrul este activ și semnalul de la ieșire este amplificat față de cel aplicat la intrare, este util ca valoarea modulului funcției de transfer să fie exprimată în dB. Din reprezentarea grafică a acesteia (Fig. 5.19), se poate observa că panta filtrului s-a triplat și, ca o consecință, frecvența de tăiere a crescut de la 159 Hz la 318 Hz.

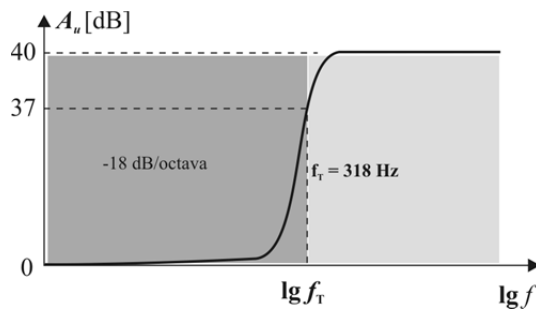


Fig. 5.19 Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.18.

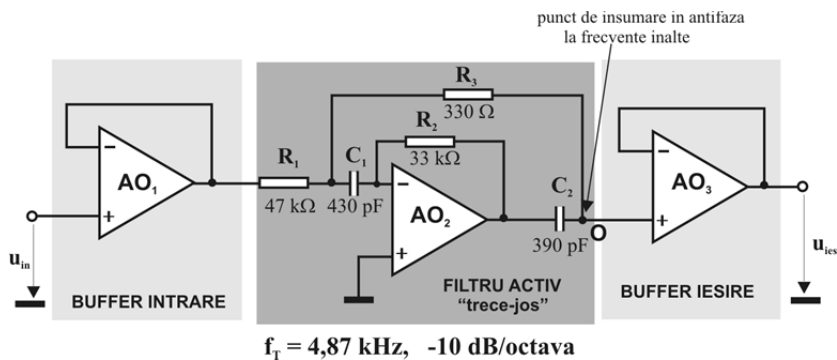


Fig. 5.20 Filtru activ trece jos.

Ca și în cazul filtrelor pasive și în cazul celor active pot fi folosite și alte combinații de elemente pasive și active decât combinația filtru pasiv - element activ. În acest sens, în Fig. 5.20 este prezentată schema unui filtru activ „trece-jos”. El este alcătuit din cele două buffere și o combinație de elemente pasive cu un amplificator operațional. Rolul bufferelor a fost descris anterior. Principiul de funcționare a filtrului se deosebește însă radical de cel al filtrelor elementare.

La frecvențe joase reactanța capacitivă a condensatorului C_1 este foarte mare astfel încât semnalul de intrare nu va trece prin amplificatorul operațional dar va ajunge la ieșire pe calea directă prin rezistorul R_3 . La frecvențe mai mari decât o frecvență determinată de valorile elementelor din circuit, semnalul de intrare va trece spre bufferul de ieșire atât pe calea directă menționată anterior, cât și prin amplificatorul operațional AO_2 , deoarece reactanța capacitivă a condensatorului C_1 este cu atât mai mică cu cât frecvența este mai mare. Deoarece amplificatorul AO_2 lucrează în conexiune inversoare, semnalul de la ieșirea sa va fi în antifază cu cel care vine pe calea directă, fără defazaj. Astfel, în punctul O cele două semnale se vor însuma în antifază, semnalul rezultat fiind cu atât mai mic cu cât frecvența este mai mare și reactanța capacitivă a condensatorului C_1 mai mică. Față de un filtru activ „clasic” realizat sub forma unei combinații alcătuite dintr-un filtru pasiv și un amplificator, filtrul prezentat mai sus are avantajul unei pante mai mari

(aproximativ -10 dB/octavă). Dacă dorim ca semnalul filtrat să fie și amplificat atunci se mai poate adăuga un amplificator operațional în conexiune neinversoare cu factorul de amplificare dorit.

5.2.4 Amplificarea diferențială

Se știe din electronică, de la analiza conexiunilor amplificatorului operațional, că în cazul conexiunii diferențiale (Fig.5.21) expresia tensiunii de ieșire este:

$$v = -\frac{R_2}{R_1}(u_1 - u_2) \quad (5.18)$$

Se poate observa că tensiunea de ieșire este direct proporțională cu diferența a două tensiuni: una aplicată la intrarea inversoare a amplificatorului operațional și cealaltă la intrarea neinversoare a lui. Dacă cele două tensiuni reprezintă diferențele de potențial dintre terminalele de ieșire ale unui senzor și masa comună, atunci zgomotele, care vor fi coerente în raport cu cele două intrări, vor fi puternic atenuate.

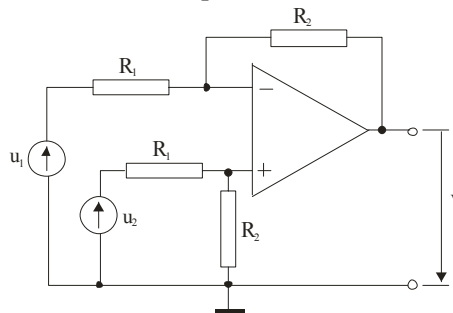


Fig. 5.21 Amplificarea diferențială cu amplificator operațional.

Același efect, dar mult mai eficient, se poate obține dacă în locul amplificatorului operațional în conexiune diferențială se folosește un amplificator de instrumentație care are o rejecție a modului comun de până la 200 dB (vezi și secțiunea 4.4).

Pentru o eficiență maximă se recomandă ca etajul diferențial să fie conectat imediat după traductor. Pe lângă îmbunătățirea raportului semnal/zgomot, el poate introduce și o amplificare a semnalului util (vezi expresiile 4.38 și 5.18).

5.2.5 Modularea semnalelor

O îmbunătățire semnificativă a raportului semnal/zgomot se poate obține dacă semnalul util, de regulă de joasă frecvență și cu amplitudine mică, este folosit pentru modularea în amplitudine a unui semnal cu frecvență mult mai mare, semnalul rezultat fiind apoi prelucrat după cum vom vedea în rândurile următoare.

Dacă un semnal sinusoidal de forma:

$$x = X \sin \omega_o t \quad (5.19)$$

este modulată în amplitudine de către un semnal sinusoidal de forma:

$$y = Y \sin \omega_m t \quad (5.20)$$

atunci expresia semnalului modulată:

$$X_m = (X + Y \sin \omega_m t) \sin \omega_o t \quad (5.21)$$

poate fi adusă la forma:

$$X_m = X \sin 2\pi f_o t + \frac{Y}{2} \cos 2\pi(f_o - f_m)t - \frac{Y}{2} \cos 2\pi(f_o + f_m)t \quad (5.22)$$

O analiză spectrală a semnalului modulată ne arată faptul că el este compus din trei semnale armonice: semnalul original (nemodulat) și două semnale (componentele laterale) cu amplitudini egale cu jumătate din amplitudinea semnalului util și cu frecvențele simetrice față de frecvența semnalului modulată și foarte apropiate de frecvența lui ($\omega_m \ll \omega_o$). Spectrul de frecvențe al semnalului modulată (componentele Fourier) este prezentat în Fig. 5.22.

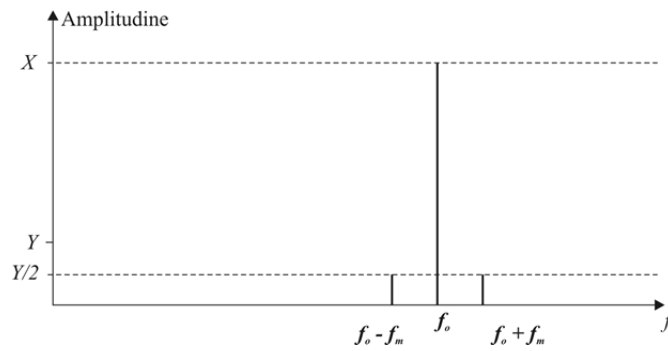


Fig. 5.22 Spectrul de frecvențe al unui semnal modulat în amplitudine.

Principiul îmbunătățirii raportului semnal/zgomot folosind tehnica modulației în amplitudine poate fi explicat pe baza schemei bloc din Fig. 5.23.



Fig. 5.23 Schemă bloc pentru reducerea zgomotului prin modularea semnalului.

Semnalul măsurat (util + zgomote), cu frecvență foarte mică, modulează în amplitudine semnalul cu frecvența f_o , după care, semnalul modulat este amplificat de câteva mii de ori. Este evident că în acest proces sunt amplificate toate componentele semnalului modulat, deci și zgomotul. Filtrul trece-sus taie toate semnalele cu frecvențe mai mici decât $f_o - f_m$, lăsând să treacă neatenuate semnalele cu frecvențe mai mari, deci și componentele laterale care conțin informația utilă. În acest proces sunt puternic atenuate zgomotele de tip $1/f$. Apoi are loc procesul de demodulare și filtrare de tip trece-jos, în urma căruia este extrasă componenta utilă din semnalul modulat și sunt puternic atenuate zgomotele cu frecvențe înalte.

Este important ca atunci când se alege frecvența semnalului care urmează a fi modulat să se evite frecvențele care reprezintă armonici ale frecvenței rețelei de alimentare (50 Hz), precum și frecvențele alocate unor transmisii radio. Semnalele cu frecvențe de ordinul kilohertzilor sau zecilor de kilohertzi sunt cele mai potrivite.

5.2.6 Detecția sensibilă la fază

Detecția sensibilă la fază este o metodă de măsurare a unor semnale electrice prin care zgomotele din sistemul de măsură sunt mult diminuate. Ea se numește sensibilă la fază deoarece nivelul semnalului util măsurat depinde de diferența de fază dintre acesta și un semnal de referință având aceeași frecvență sau o frecvență foarte apropiată de cea a semnalului util. Semnalul măsurat este cu atât mai mare cu cât diferența de fază dintre cele două semnale este mai mică, devenind maxim atunci când cele două semnale sunt în fază. Principiul acestei metode de măsură este ilustrat în Fig. 5.24.

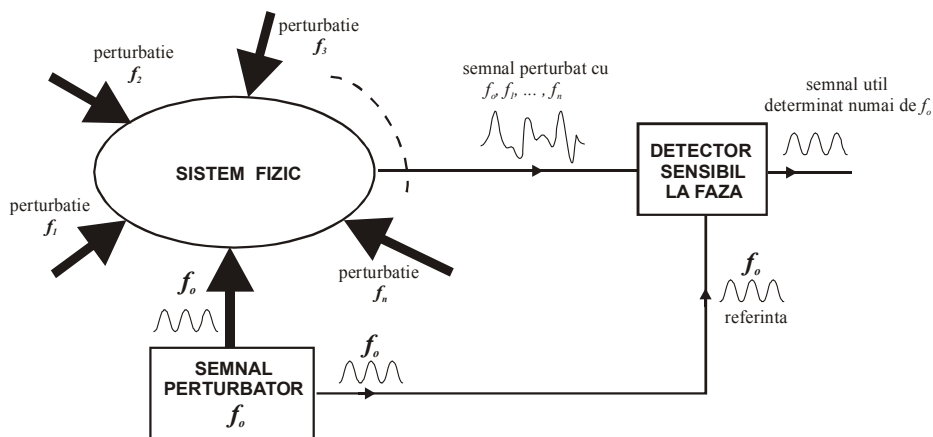


Fig. 5.24 Principiul detecției sensibile la fază.

Sistemul fizic este supus acțiunii mai multor perturbații cu frecvențe diferite. Fiecare perturbație modifică același parametru al sistemului iar sistemul generează un semnal care conține efectul tuturor factorilor perturbatori. Pe noi ne interesează doar efectul determinat de semnalul cu frecvența f_o (cunoscută) pe care-l aplicăm din exteriorul sistemului. Ceilalți factori perturbatori sunt zgomote care ne deranjează și al căror efect vrem să-l diminuăm cât mai mult. Semnalul cu frecvența f_o reprezintă și semnalul de referință aplicat detectorului sensibil la fază. Detectorul compară semnalul perturbat cu semnalul de referință și „extrage” din semnalul perturbat doar componenta cu frecvența f_o , care este și componenta utilă. Ea conține informații despre parametrul sistemului fizic care a determinat semnalul generat de el. Deoarece semnalul de ieșire este maxim atunci când semnalele de intrare în detector sunt în sincronism, detectorul se mai numește și **detector sincron**. De asemenea, se mai poate observa ca sistemul de măsură lucrează în buclă închisă (**lock-in**).

O schemă pe baza căreia poate fi explicat modul de funcționare a detectorului sensibil la fază este prezentată în Fig. 5.25. De regulă, oscilatorul de referință furnizează și semnalul care perturbă în mod controlat sistemul fizic.

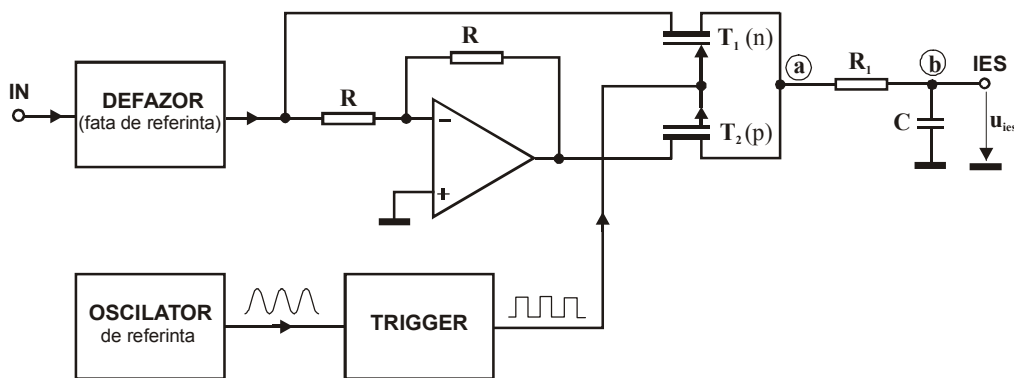


Fig. 5.25 Amplificator cu detecție sensibilă la fază.

Deoarece orice sistem fizic are nevoie de un anumit timp de reacție pentru a răspunde la un factor perturbator, între semnalul de răspuns și semnalul perturbator apare o diferență de fază care poate fi anulată cu defazorul în care intră semnalul de răspuns al sistemului. Elementul cheie al detectorului îl constituie combinația de tranzistori cu efect de câmp, complementari, T_1 și T_2 . Ei joacă rolul unor comutatoare electronice comandate alternativ de către semnalul dreptunghiular provenit de la oscilatorul de referință prin intermediul unui formator de impulsuri. În alternanța pozitivă a acestuia conduce tranzistorul T_1 (canalul tranzistorului T_2 are o rezistență foarte mare) iar în cea negativă conduce tranzistorul T_2 (canalul tranzistorului T_1 are o rezistență foarte mare). Aceasta înseamnă că în alternanța pozitivă va avea cale liberă spre ieșire semnalul care provine direct de la defazor, iar în cea negativă semnalul care vine de la defazor prin amplificatorul inversor cu coeficient de amplificare unitar (deci acesta din urmă va fi defazat cu 180°). Înainte de a fi măsurat, semnalul de ieșire trece printr-un filtru „trece-jos” (grupul R_1C) care extrage din el doar componenta continuă.

În fig. 5.26 sunt prezentate formele de undă ale semnalelor în diferite puncte pe traseul spre ieșire pentru trei cazuri: două cazuri particulare în care semnalul de intrare și semnalul de referință sunt în fază sau defazate cu $\pi/2$ și cazul general în care între cele două semnale este un defazaj oarecare, ψ . În primul caz, până la intrarea în filtru, detectorul lucrează ca un redresor bialternanță. Filtrul va detecta componenta continuă a acestui semnal, cu mărimea $2U_o/\pi$ (vom calcula această valoare ceva mai târziu).

În cazul în care semnalul de intrare și semnalul de referință sunt defazate cu $\pi/2$, semnalul la intrarea în filtru este simetric în raport cu axa timpului, astfel încât componenta sa continuă va avea valoarea 0.

În cazul cel mai general, vom presupune că semnalul de intrare este defazat în urma semnalului de referință cu un unghi ψ , astfel încât expresia analitică a sa poate fi scrisă sub forma:

$$u_{in} = U_o \sin(\omega t - \psi) = U_o \sin\left[\omega\left(t - \frac{\psi}{\omega}\right)\right] \quad (5.23)$$

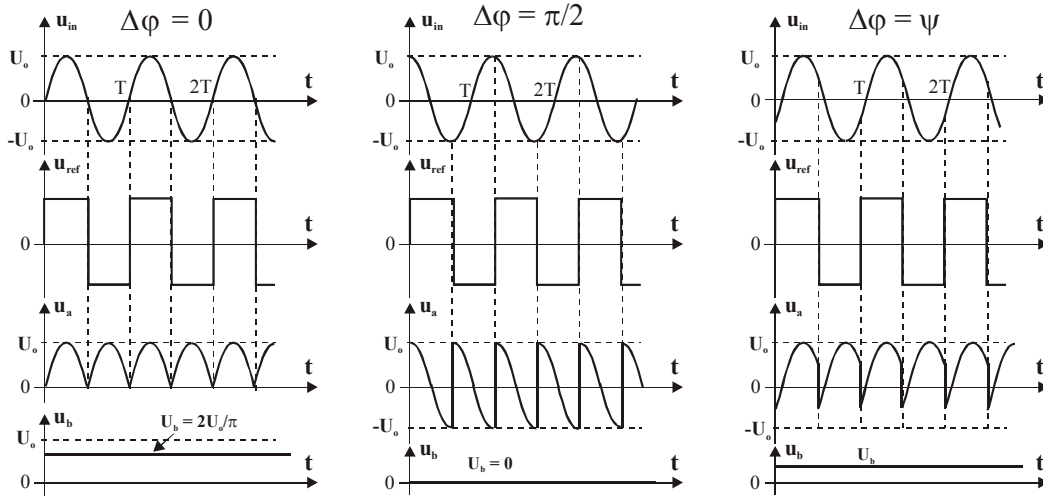


Fig. 5.26 Forme de undă pentru înțelegerea detecției sensibile la fază.

În Fig. 5.27 este reprezentată variația în timp a semnalului la intrarea în filtru. Funcția fiind periodică cu perioada $T/2$, este suficient să efectuăm calculele pentru acest interval de timp. Filtrul „trece-jos” detectează componenta continuă a acestui semnal, componentă a cărei mărime este valoarea medie a funcției pe intervalul de timp considerat:

$$U_b = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_o \sin \left[\omega \left(t - \frac{\psi}{\omega} \right) \right] dt \quad (5.24)$$

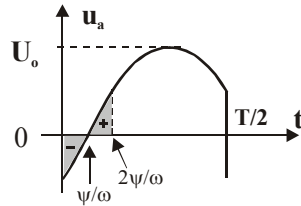


Fig. 5.27 Forma semnalului în punctul (a) al schemei din Fig. 5.25.

Observând că în intervalul de timp $0 \div 2\psi/\omega$ funcția este simetrică și integrala ei pe acest interval este nulă, expresia (5.24) se poate scrie:

$$U_b = \frac{2}{T} \int_{\frac{2\psi}{\omega}}^{\frac{T}{2}} U_o \sin \left[\omega \left(t - \frac{\psi}{\omega} \right) \right] dt = \frac{2}{T} \int_{\frac{\psi}{\omega}}^{\frac{T}{2} - \frac{\psi}{\omega}} U_o \sin \omega \tau \cdot d\tau \quad (5.25)$$

unde am făcut substituția $\tau = t - \frac{\psi}{\omega}$. Rezolvarea integralei conduce la soluția:

$$U_b = \frac{2U_o}{\pi} \cos \psi \quad (5.26)$$

După cum se poate observa, valoarea tensiunii continue măsurate la ieșirea detectorului depinde de diferența de fază dintre semnalul de intrare și semnalul de referință. Dacă cele două semnale sunt în fază, atunci $U_b = 2U_o/\pi$, iar dacă sunt în antifază, $U_b = 0$. Cu alte cuvinte, sunt favorizate acele semnale care au aceeași frecvență și aceeași fază (sau o diferență de fază foarte mică) cu faza semnalului de referință, adică semnalele provocate de noi înșine. Celelalte semnale, care din punctul de vedere al mărimii măsurate reprezintă zgomote, sunt puternic atenuate. Sau, altfel raționat, dacă diferența de fază dintre cele două semnale este mare, tensiunea u_a va oscila foarte rapid și aceste oscilații vor fi filtrate de filtrul „trece-jos”. În urma acestei analize putem face câteva precizări:

- detectorul sincron *favorizează doar acele semnale care au frecvențe identice cu frecvența semnalului de referință* sau foarte apropiate de ea și care sunt în fază cu acesta. Zgomotele, având o frecvență aleatoare, vor fi puternic atenuate
- *micile defazaje datorate sistemului fizic sunt rezolvate cu ajutorul defazorului*
- coincidența de frecvență dintre semnalul util și semnalul de referință se realizează prin *modularea cu semnalul de referință a parametrului intrinsec* al sistemului fizic

Pentru a clarifica mai bine ultima concluzie să exemplificăm modul de utilizare a detectorului sensibil la fază la măsurarea unui parametru fizic a cărui mărime depinde de intensitatea câmpului magnetic în care este plasat. Schema bloc a unui astfel de experiment este prezentată în Fig. 5.28. Să presupunem că dorim să facem investigații în legătură cu comportarea probei în vecinătatea unei valori B_0 a câmpului magnetic. Pentru aceasta, proba va fi supusă acțiunii simultane a două câmpuri magnetice: un câmp magnetic static B_0 și un câmp magnetic alternativ cu frecvența f_0 și cu amplitudinea ΔB . Astfel, câmpul magnetic în care se află proba va fi de forma $B_0 + \Delta B \cdot \sin(2\pi f_0 t)$, iar parametrul pe care-l măsurăm (parametrul intrinsec) variază în jurul unei valori fixe (determinate de B_0) cu frecvența f_0 .

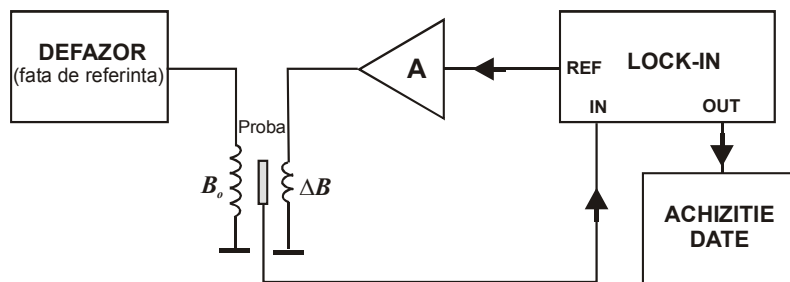


Fig. 5.28 Evidențierea unui fenomen fizic cu amplificatorul cu detecție sincron.

Câmpul magnetic static este generat prin intermediul unei bobine parcurse de un curent constant, generat de la o sursă independentă, iar câmpul magnetic variabil este generat prin intermediul unei a doua bobine parcurse de curentul determinat de tensiunea de referință. Pentru că modulează câmpul magnetic în jurul unei valori fixe, cea de a doua bobină se mai numește *bobină modulatorie*. Semnalul electric provenit de la proba supusă acțiunii simultane a celor două câmpuri este aplicat la intrarea detectorului sincron, care va extrage din el doar acea parte care este determinată de câmpul magnetic modulator.

5.2.7 Medierea

Medierea este o metodă computațională de netezire a semnalelor măsurate. Ea poate fi privită ca un caz particular al filtrării digitale pe care o vom prezenta în secțiunea următoare. Prin această metodă este redusă mai ales influența zgomotelor cu frecvențe joase sau cu variații lente. Este evident că pentru a efectua o operație de mediere este nevoie de mai multe măsurători. Dintre modalitățile de reducere a influenței zgomotului prin mediere ne vom referi la două: *medierea într-un punct* și *medierea cu fereastră glisantă*. Medierea într-un punct se poate face în timp real, în momentul achiziției datelor măsurate. Dacă mărimea variabilă este x (să spunem temperatura) și mărimea măsurată este y (să spunem rezistența), atunci pentru o aceeași valoare a temperaturii se fac mai multe achiziții (să spunem n) ale valorii rezistenței și se memorează media aritmetică a măsurătorilor:

$$\langle y \rangle = \frac{\sum_{i=1}^n y_i}{n} \quad (5.27)$$

Îmbunătățirea raportului semnal/zgomot (S/Z) se bazează pe faptul că zgomotul este o mărime aleatoare și respectă distribuția Poisson. Aceasta afirmă că probabilitatea medie $\langle P \rangle$ de producere a unui eveniment este legată de probabilitatea maximă de producere a lui, P_0 , prin relația:

$$\langle P \rangle = \frac{P_0}{\sqrt{n}} \quad (5.28)$$

În cazul nostru, semnalul util în urma medierii într-un punct este $S = \langle y \rangle$ iar semnalul de zgomot în acel punct este dat de rădăcina medie pătratică a semnalelor de zgomot individuale Z_i :

$$Z_i = y_i - \langle y \rangle \quad (5.29)$$

$$\langle Z \rangle = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \langle y \rangle)^2}{n}} \quad (5.30)$$

În final, raportul semnal/zgomot va fi:

$$\frac{S}{\langle Z \rangle} = \frac{\langle y \rangle}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \langle y \rangle)^2}{n}}} \sqrt{n} \quad (5.31)$$

Concluzia este că prin medierea a n valori măsurate raportul S/Z este îmbunătățit de \sqrt{n} ori.

În situația în care valorile y sunt deja memorate există posibilitatea netezirii funcției prin ceea ce se numește medierea cu fereastră glisantă. Metoda constă în considerarea unui număr impar de măsurători consecutive, calculul mediei lor aritmetice și considerarea ei ca un punct pe o nouă reprezentare grafică. Dacă de exemplu se alege ca medierea să se facă din 5 puncte (5 măsurători consecutive), atunci primul punct pe noua reprezentare grafică va fi:

$$y'_1 = \frac{y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5}{5} \quad (5.32)$$

și el va avea drept pereche variabila x de la mijlocul intervalului considerat, adică x_3 . Al doilea punct de pe noua reprezentare grafică se va obține prin deplasarea/glisarea ferestrei de 5 puncte cu un pas spre dreapta și calculul mediei aritmetice a valorilor măsurate pentru următoarele 5 puncte:

$$y'_2 = \frac{y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + y_6}{5} \quad (5.33)$$

El va avea drept pereche variabila x_4 . Modul de calcul continuă după același algoritm până se ajunge la capătul șirului de valori măsurate. Metoda este aplicabilă semnalelor care variază relativ puțin de la o măsurătoare la alta. Ea prezintă dezavantajul pierderii unui număr de valori măsurate de la extremitățile șirului de valori măsurate (în exemplul de mai sus câte două, în total 4), deci o pierdere a unei părți din informația utilă.

În cazul variațiilor foarte mici (sau lente, dacă variabila intrinsecă e timpul) se poate aplica o metodă mai rapidă de netezire cu fereastră glisandă, prin deplasarea ferestrei cu un număr de eșantioane egal cu numărul de eșantioane folosite la mediere.

5.2.8 Filtrarea digitală

Filtrarea digitală este o metodă numerică (soft) de reducere a influenței zgomotului asupra semnalelor utile sau de eliminare sau extragere dintr-un semnal mai complex a unui semnal având o anumită frecvență. Metoda poate fi aplicată asupra semnalelor *eșantionate și memorate*. Ea se realizează prin însumarea ponderată (cu coeficienți reali sau complecși) a eșantioanelor din orice moment de timp. Un filtru digital poate fi reprezentat ca un dispozitiv la intrarea căruia se aplică o secvență de numere, x , iar la ieșirea lui se colectează tot o secvență de numere, y (Fig. 5.29).



Fig. 5.29

Frecvența de eșantionare, f_s , a semnalului filtrat trebuie să respecte criteriul Nyquist, adică să fie cel puțin egală cu dublul frecvenței celei mai mari dintre frecvențele semnalelor armonice elementare care compun semnalul de intrare. Frecvența $f_s/2$ a fost denumită *frecvență Nyquist*. Dacă intervalul de timp dintre două eșantioane este T_s ($T_s = 1/f_s$), atunci un semnal analogic de forma:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \Phi) \quad (5.34)$$

după eșantionarea la intervale de timp T_s , devine un semnal discret care poate fi scris sub forma:

$$x(n) = A \cos(\omega n T_s + \Phi), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.35)$$

Eșantioanele $x(n)$ vor reprezenta semnalele de intrare în filtrul digital, sub forma unui șir de numere. Pentru realizarea filtrării digitale, cu aceste eșantioane se pot face însumări ponderate, rezultând eșantioanele de ieșire, tot sub forma unui șir de numere, $y(n)$.

Ecuția diferențială

Să considerăm, poate, cel mai simplu *exemplu*: o însumare cu coeficienți de ponderare unitari a două eșantioane succesive din semnalul definit de funcția (5.35), în care, pentru simplificare, vom considera un semnal cu amplitudinea unitară ($A = 1$) și faza inițială zero ($\Phi = 0$):

$$x(n) = \cos(\omega n T_s) \quad (5.36)$$

Semnalul de răspuns (ieșire) al filtrului digital va fi:

$$y(n) = x(n) + x(n-1) \quad (5.37)$$

sau

$$y(n) = \cos(\omega n T_s) + \cos[\omega(n-1)T_s] \quad (5.38)$$

Dezvoltând termenul al doilea și grupând apoi termenii, se obține:

$$\begin{aligned} y(n) &= \cos(\omega n T_s) + \cos(\omega n T_s) \cos(\omega T_s) + \sin(\omega n T_s) \sin(\omega T_s) \\ y(n) &= [1 + \cos(\omega T_s)] \cos(\omega n T_s) + \sin(\omega T_s) \sin(\omega n T_s) \end{aligned} \quad (5.39)$$

Vom aduce acum expresia semnalului de răspuns al filtrului sub forma:

$$y(n) = G(\omega) \cdot \cos[\omega n T_s + \theta(\omega)] \quad (5.40)$$

în care $G(\omega)$ este câștigul filtrului în funcție de frecvență iar $\theta(\omega)$ este defazajul introdus de de filtru pentru semnalele cu diferite frecvențe. Dacă dezvoltăm cosinusul sumei, ecuația (5.40) devine:

$$y(n) = [G(\omega) \cdot \cos\theta(\omega)] \cdot \cos(\omega n T_s) - [G(\omega) \cdot \sin\theta(\omega)] \cdot \sin(\omega n T_s) \quad (5.41)$$

Atât ecuația (5.39) cât și ecuația (5.41) reprezintă răspunsul filtrului. Coeficienții funcțiilor $\cos(\omega n T_s)$ și $\sin(\omega n T_s)$ din cele două ecuații trebuie să fie identici. Din identificarea lor rezultă un sistem de două ecuații cu două necunoscute, $G(\omega)$ și $\theta(\omega)$:

$$G(\omega) \cos\theta(\omega) = 1 + \cos(\omega T_s) \quad (5.42)$$

$$G(\omega) \sin\theta(\omega) = \sin(\omega T_s)$$

Rezolvarea sistemului conduce la următoarele soluții:

$$G(\omega) = 2 \cdot \left| \cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \right| \quad (5.43)$$

$$\theta(\omega) = -\frac{\omega T_s}{2} \quad (5.44)$$

Ținând seama de faptul că $\omega = 2\pi f$ și $T_s = \frac{1}{f_s}$, expresiile câștigului filtrului și a defazajului introdus de el ca funcții de frecvență devin:

$$G(f) = 2 \cdot \left| \cos \pi \left(\frac{f}{f_s} \right) \right| \quad (5.45)$$

$$\theta(f) = -\pi \frac{f}{f_s} \quad (5.46)$$

Este important de reținut faptul că funcțiile precedente sunt valabile pentru $-\frac{f_s}{2} \leq f \leq \frac{f_s}{2}$, deoarece trebuie îndeplinit criteriul Nyquist.

În Fig. 5.30 sunt prezentate graficele celor două funcții. Din graficul câștigului se vede că simpla adunare a două eșantioane succesive realizează un **filtru trece jos**. În plus, pentru frecvențe mai mici decât $f_s/3$, filtrul introduce și o amplificare a semnalului, acționând ca un filtru activ. Pe întreg domeniul de frecvențe acoperit, filtrul introduce un defazaj al semnalului de ieșire în urma semnalului de intrare, defazaj care este linear dependent de frecvență.

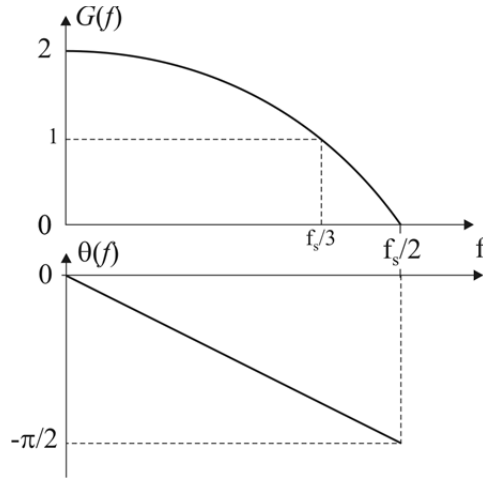


Fig. 5.30 Caracteristicile de amplitudine și fază ale filtrului descris de relația (5.37).

Același rezultat se obține și dacă se consideră cazul cel mai general al unui semnal cu amplitudinea A și faza inițială Φ . După eșantionare, eșantioanele n și $n+1$ pot fi scrise sub formă complexă (polară):

$$x(n) = Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} \quad (5.47)$$

$$x(n-1) = Ae^{j[\omega(n-1)T_s + \Phi]}$$

Eșantioanele semnalului de la ieșirea filtrului analizat și mai sus vor avea forma:

$$y(n) = x(n) + x(n-1) = Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} + Ae^{j[\omega(n-1)T_s + \Phi]} = Ae^{j\omega n T_s} e^{j\Phi} + Ae^{j\omega n T_s} e^{-j\omega T_s} e^{j\Phi} \text{ sau, mai condensat:}$$

$$y(n) = Ae^{j\omega n T_s} (1 + e^{-j\omega T_s}) e^{j\Phi}$$

Folosindu-ne de una dintre relațiile lui Euler, expresia din paranteză poate fi adusă sub forma:

$$1 + e^{-j\omega T_s} = e^{-\frac{j\omega T_s}{2}} \left(e^{\frac{j\omega T_s}{2}} + e^{-\frac{j\omega T_s}{2}} \right) = 2e^{-\frac{j\omega T_s}{2}} \cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)$$

astfel încât forma finală a expresiei eșantioanelor semnalului de ieșire va fi:

$$y(n) = 2A \cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) e^{j\left[\omega n T_s + \left(\Phi - \frac{\omega T_s}{2}\right)\right]} \quad (5.48)$$

În general, un eșantion al semnalului de ieșire are forma dată de ecuația (5.47), completată cu câștigul filtrului $G(\omega)$ (care multiplică amplitudinea) și defazajul introdus de filtru $\theta(\omega)$ (care se adaugă fazei inițiale a semnalului):

$$y(n) = A \cdot G(\omega) e^{j[\omega n T_s + (\Phi + \theta(\omega))]} \quad (5.49)$$

Comparând ecuațiile (5.48) și (5.49) vom constata că expresiile câștigului filtrului, $G(\omega)$, și a defazajului introdus de el, $\theta(\omega)$, sunt aceleași cu cele din relațiile (5.45) și (5.46).

$$G(\omega) = 2 \cdot \left| \cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \right| \quad (5.50)$$

$$\theta(\omega) = -\frac{\omega T_s}{2} \quad (5.51)$$

Expresia (5.49) poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = [G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}] \cdot A e^{j(\omega n T_s + \Phi)}$$

Se poate observa că eșantionul de ieșire $y(n)$ se obține din eșantionul de intrare $x(n)$ prin multiplicarea lui cu o funcție, $H(e^{j\omega T_s})$, pe care o vom numi *funcție de transfer*:

$$y(n) = H(e^{j\omega T_s}) \cdot x(n) \quad (5.52)$$

în care:

$$H(e^{j\omega T_s}) = G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad (5.53)$$

În ecuația (5.37), care descrie comportarea filtrului analizat anterior, apare suma a două eșantioane, ambele de la intrarea filtrului: eșantionul actual $x(n)$ și cel imediat precedent $x(n-1)$. Având în vedere faptul că un filtru digital operează cu un semnal eșantionat memorat sub forma unui șir de numere, în expresia semnalului filtrat pot să apară:

- eșantioane prezente și trecute de la intrare
- eșantioane prezente și trecute de la ieșire

Ambele tipuri de eșantioane pot fi ponderate cu *coeficienți numerici pozitivi sau negativi, subunitari sau supraunitari, reali sau complecși*. Cea mai generală ecuație pentru un eșantion de la ieșirea filtrului digital poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_M x(n-M) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) - \dots - a_N y(n-N)$$

a_j și b_i fiind coeficienții de ponderare. Astfel, în domeniul timp, modul de acțiune al oricărui filtru digital poate fi exprimat printr-o *ecuație diferențială* de forma:

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) - \sum_{j=1}^N a_j y(n-j) \quad (5.54)$$

Coeficienții b_i sunt *coeficienții de transfer direct*, iar coeficienții a_j sunt *coeficienții de reacție*. Dacă cel puțin un coeficient de reacție este nenul, atunci se spune despre *filtru* că este *recursiv*. Un filtru care acționează identic în orice moment de timp și care nu introduce componente spectrale noi în semnalul filtrat se numește *filtru liniar invariant în timp – LTI*.

În funcție de natura coeficienților de ponderare, filtrele digitale *LTI* pot fi clasificate în:

- filtre *reale* – în care coeficienții a_j și b_i sunt reali
- filtre *complexe* – în care coeficienții a_j și b_i sunt complecși

În funcție poziția temporală față de eșantionul de ieșire a eșantioanelor luate în calcul de filtru, filtrele *LTI* pot fi:

- filtre *cauzale* – care utilizează numai *eșantioane prezente și trecute*
- filtre *non-cauzale* – care utilizează și *eșantioane viitoare de la intrare*

Transformata „z”

Scriind expresiile complexe ale eșantionului actual al semnalului de intrare și ale eșantioanelor care urmează după acesta:

$$\begin{aligned}
x(n) &= Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} \\
x(n-1) &= Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} \cdot e^{-j\omega T_s} = x(n) \cdot e^{-j\omega T_s} \\
x(n-2) &= Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} \cdot e^{-j2\omega T_s} = x(n) \cdot e^{-j2\omega T_s}
\end{aligned} \tag{5.55}$$

$$x(n-k) = Ae^{j(\omega n T_s + \Phi)} \cdot e^{-jk\omega T_s} = x(n) \cdot e^{-jk\omega T_s}$$

vom observa existența factorului $e^{-jk\omega T_s}$ la o putere care depinde de „numărul de ordine” al eșantionului întârziat. Spunem că factorul $e^{-jk\omega T_s}$ exprimă întârzierea cu kT_s intervale de timp a eșantionului care este în urma eșantionului actual. Dacă în locul variabilei complexe $e^{j\omega T_s}$ se introduce variabila reală z :

$$z = e^{j\omega T_s} \tag{5.56}$$

atunci, pentru orice componentă armonică cu frecvența ω a unui semnal oarecare, eșantionul la momentul de timp $(n-k)T_s$ poate fi obținut din eșantionul la momentul de timp nT_s prin multiplicarea lui cu factorul z^{-k} :

$$x(n-k) = x(n) \cdot z^{-k} \tag{5.57}$$

Prin multiplicarea fiecărui eșantion $x(nT_s)$ al semnalului cu z la puterea corespunzătoare poziției eșantionului în șirul de numere, se obține TRANSFORMATĂ „ z ” a funcției:

$$X(z) \equiv \sum_{n=0}^{\infty} x(n) \cdot z^{-n} \tag{5.58}$$

Atunci când $n \in [0, +\infty)$, transformata z se numește **unilaterală**, iar atunci când $n \in (-\infty, +\infty)$, transformata z se numește **bilaterală**. O altă notație acceptată și folosită pentru **transformata z a semnalului x** este $Z(x) \equiv X(z)$.

Spre exemplificare considerăm un semnal de intrare eșantionat, reprezentat prin șirul (vectorul) de numere egale cu amplitudinile eșantioanelor sale la diferite momente de timp, distanțate între ele cu T_s :

$$\begin{array}{ccccccc}
x = [\dots & 0 & & 0 & & 2 & & 1 & & 3 & & 0 & & 0 & \dots] \\
& & & \uparrow & & \uparrow & & \uparrow & & & & & & \\
& & & n=0 & & n=1 & & n=2 & & & & & &
\end{array}$$

Conform definiției ei (5.58), transformata z unilaterală a acestui semnal va fi:

$$X(z) = 2 \cdot z^0 + 1 \cdot z^{-1} + 3 \cdot z^{-2}$$

Proprietățile transformatei z

Transformata z este un operator liniar. Dacă semnalul de intrare este o combinație liniară a mai multor semnale, atunci transformata z a acestuia va fi o combinație liniară a transformatelor z individuale:

$$Z\{\alpha \cdot x_1(n) + \beta \cdot x_2(n)\} = \alpha \cdot Z\{x_1(n)\} + \beta \cdot Z\{x_2(n)\} = \alpha \cdot X_1(z) + \beta \cdot X_2(z) \tag{5.59}$$

Teorema deplasării. Transformata z a unui semnal întârziat este egală cu transformata z a semnalului neîntârziat multiplicată cu z la o putere egală cu numărul intervalelor de întârziere:

$$Z\{x(n-M)\} = z^{-M} \cdot Z\{x(n)\} = z^{-M} \cdot X(z) \tag{5.60}$$

Cunoscând acum transformata z și proprietățile ei, să o aplicăm filtrului studiat la începutul acestei secțiuni: $y(n) = x(n) + x(n-1)$. Schematic, filtrul care lucrează după acest algoritm poate fi reprezentat ca în Fig. 5.31.

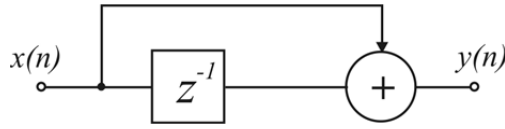


Fig. 5.31 Simbolizarea algoritmului de lucru al filtrului descris de relația 5.37.

Dacă funcției care descrie funcționarea filtrului îi aplicăm transformata z și ținem seama de proprietățile ei, vom obține:

$$Z\{y(n)\} = Z\{x(n) + x(n-1)\} = Z\{x(n)\} + Z\{x(n-1)\} = z^0 \cdot Z\{x(n)\} + z^{-1} \cdot Z\{x(n)\} = (1 + z^{-1}) \cdot Z\{x(n)\} \quad (5.61)$$

sau

$$\boxed{Y(z) = (1 + z^{-1}) \cdot X(z)} \quad (5.62)$$

Se poate observa că transformata z a semnalului eșantionat de la ieșire, $Y(z)$, este egală cu transformata z a semnalului eșantionat de la intrare, $X(z)$, multiplicată cu un polinom în z . Forma polinomului depinde de poziția temporală a fiecărui eșantion al semnalului de intrare care contribuie la semnalul de ieșire.

În general, se știe că raportul dintre semnalul de la ieșirea unui bloc care prelucrează un semnal aplicat la intrarea sa și semnalul de intrare definește funcția de transfer a celui bloc. Și în cazul filtrului analizat mai sus, se poate spune că:

raportul dintre transformata z a semnalului de ieșire și transformata z a semnalului de intrare reprezintă transformata z a funcției de transfer a filtrului

$$\boxed{H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}} \quad (5.63)$$

În cazul exemplului nostru:

$$H(z) = 1 + z^{-1} \quad (5.64)$$

Dar ce putem face dacă cunoaștem expresia polinomului care reprezintă funcția de transfer a filtrului?

Dacă în ea se înlocuiește z cu $e^{j\omega T_s}$, se pot obține două informații despre modul de acțiune al filtrului:

- expresia în ω a funcției de transfer, din care va rezulta dependența de frecvență a modulului funcției de transfer și a defazajului introdus de filtru la diferite frecvențe.
- polii și zerourile funcției de transfer, prin factorizarea polinomului în z .

Astfel, dacă în expresia (5.64) a transformatei z a funcției de transfer a filtrului studiat se înlocuiește z cu $e^{j\omega T_s}$, obținem:

$$H(j\omega T_s) = 1 + e^{-j\omega T_s} \quad (5.65)$$

Am demonstrat anterior că:

$$H(j\omega T_s) = 2 \cdot \cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \cdot e^{-\frac{j\omega T_s}{2}} \quad (5.66)$$

Comparând expresia precedentă cu expresia funcției de transfer (5.53) vom obține pentru câștigul filtrului $G(\omega)$ și pentru defazajul introdus de el $\theta(\omega)$, aceleași expresii cu cele deduse anterior folosind alte raționamente (expresiile (5.43) și (5.44)), dar, de această dată, cu mult mai puține calcule.

Am arătat mai sus, ec.(5.54), că modul de acțiune a unui filtru poate fi descris prin intermediul unei ecuații diferențiale care, explicitată, este:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_M x(n-M) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) - \dots - a_N y(n-N)$$

Aplicând acesteia transformata z se obține:

$$Z\{y(n)\} = (b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}) \cdot Z\{x(n)\} - (a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}) \cdot Z\{y(n)\}$$

din care se poate scrie expresia transformatei z a funcției de transfer a filtrului ca raport a două polinoame exprimate în z :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (5.67)$$

Filtrele digitale pot fi combinate în serie și în paralel. Având în vedere proprietățile transformatei z , în cazul cel mai simplu a două filtre digitale se poate scrie că:

- $H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z)$ în cazul combinației *serie*
- $H(z) = H_1(z) + H_2(z)$ în cazul combinației *paralel*

Răspunsul la impuls. Convoluția

Răspunsul unui filtru la un semnal poate fi găsit și dacă la intrarea sa se aplică un *impuls unitar de tip δ* și i se analizează răspunsul. Se știe că o funcție $\delta(t)$ ia valoarea 1 pentru $t = 0$, pe restul intervalului ea fiind nulă (Fig. 5.32a). Se mai știe că, din punct de vedere formal, o funcție δ poate fi considerată ca o suprapunere de impulsuri infinit de înguste și infinit de înalte a cărei integrală este 1. În sfârșit, se mai știe că o analiză Fourier a funcției δ arată că în spectrul ei se regăsesc semnale armonice cu toate frecvențele de la $-\infty$ la $+\infty$ (Fig. 5.32b). Datorită acestui fapt, *dacă la intrarea unui filtru se aplică un impuls unitar de tip δ , la ieșire vom obține răspunsul său la toate frecvențele.*

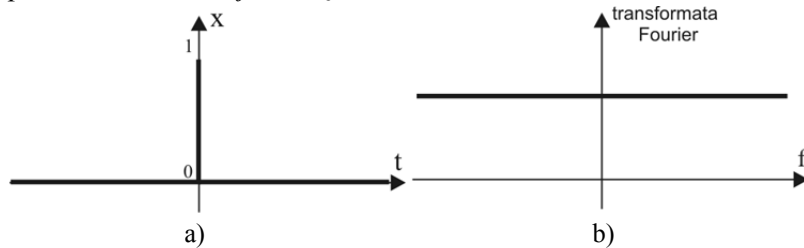


Fig. 5.32 Funcția delta (a) și spectrul ei de frecvențe (b).

Pentru exemplificare, să considerăm un filtru digital (Fig. 5.33) pentru care un eșantion de la ieșire se calculează cu relația:

$$y(n) = x(n) + 0,5 \cdot y(n-1) \quad (5.68)$$

la intrarea căruia se aplică un impuls unitar de tip δ la momentul $t = 0$. Eșantioanele semnalului de intrare vor fi:

$$x(0) = 1, x(1) = 0, x(2) = 0, \dots, x(j) = 0$$

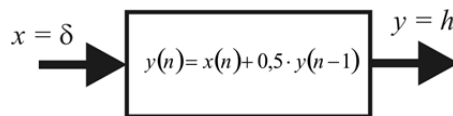


Fig. 5.33 La intrarea filtrului descris de relația (5.68) se aplică un impuls unitar.

Fiind vorba despre un semnal particular aplicat la intrare (impulsul unitar δ), vom folosi pentru semnalul de ieșire o notație particulară, $h(n)$, care să reprezinte *răspunsul filtrului la impulsul unitar*. Astfel, eșantioanele semnalului de ieșire vor fi:

$$h(0) = x(0) + 0,5 \cdot h(-1) = 1 + 0,5 \cdot 0 = 1$$

$$h(1) = x(1) + 0,5 \cdot h(0) = 0 + 0,5 \cdot 1 = 0,5$$

$$h(2) = x(2) + 0,5 \cdot h(1) = 0 + 0,5 \cdot 0,5 = 0,5^2$$

$$h(3) = x(3) + 0,5 \cdot h(2) = 0 + 0,5 \cdot 0,5^2 = 0,5^3$$

.....

$$h(n) = x(n) + 0,5 \cdot h(n-1) = 0 + 0,5 \cdot 0,5^{n-1} = 0,5^n$$

Se observă imediat că răspunsul filtrului la impulsul unitar δ poate fi scris:

$$h(n) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } n < 0 \\ 0,5^n & \text{pentru } n \geq 0 \end{cases} \quad (5.69)$$

Din Fig. 5.34 se poate observa că funcția de răspuns a filtrului descrește monoton în timp. Ecourile semnalului de intrare se sting treptat în timp, ceea ce înseamnă că filtrul este stabil.

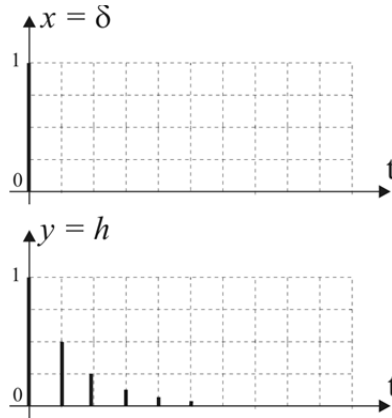


Fig. 5.34 Răspunsului la impulsul unitar al filtrului descris de relația (5.68).

În general, dacă $h(n) \rightarrow 0$ când $n \rightarrow \infty$, se spune despre filtru că este stabil

Să presupunem acum că la intrarea unui filtru digital care are următorul răspuns la impulsul δ :

$$h(n) = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

$h(0) \quad h(1) \quad h(2) \quad h(3)$

aplicăm semnalul eșantionat:

$$x(n) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -2 & 2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

$x(0) \quad x(1) \quad x(2) \quad x(3) \quad x(4) \quad x(5)$

Semnalul de intrare poate fi considerat ca o sumă de impulsuri infinit scurte, întârziate și scalate (având amplitudini care pot fi diferite de 1). Fiecare impuls al semnalului de intrare care trece prin filtru va determina la ieșire un răspuns de tip $h(n)$, întârziat cu același interval de timp ca și impulsul de la intrare și scalat cu amplitudinea acestuia. Astfel, la un moment de timp bine determinat, la ieșire vor ajunge simultan mai multe impulsuri de răspuns de la diferite impulsuri de intrare. Amplitudinea impulsului de la ieșire în acel moment de timp va fi suma algebrică a tuturor contribuțiilor individuale care se suprapun.

În Fig. 5.35 sunt prezentate semnalul de intrare, semnalul de răspuns al filtrului la un impuls δ , precum și semnalele de răspuns al filtrului la fiecare impuls de la intrare.

Pe baza algoritmului de funcționare descris mai sus se pot scrie expresiile individuale pentru fiecare eșantion al semnalului de ieșire. Astfel:

$$\begin{aligned} y(0) &= x(0) \cdot h(0) \\ y(1) &= x(0) \cdot h(1) + x(1) \cdot h(0) \\ y(2) &= x(0) \cdot h(2) + x(1) \cdot h(1) + x(2) \cdot h(0) \\ y(3) &= x(0) \cdot h(3) + x(1) \cdot h(2) + x(2) \cdot h(1) + x(3) \cdot h(0) \\ y(4) &= x(1) \cdot h(3) + x(2) \cdot h(2) + x(3) \cdot h(1) + x(4) \cdot h(0) \\ y(5) &= x(2) \cdot h(3) + x(3) \cdot h(2) + x(4) \cdot h(1) + x(5) \cdot h(0) \\ y(6) &= x(3) \cdot h(3) + x(4) \cdot h(2) + x(5) \cdot h(1) \\ y(7) &= x(4) \cdot h(3) + x(5) \cdot h(2) \\ y(8) &= x(5) \cdot h(3) \end{aligned}$$

În expresiile de mai sus nu am mai scris termenii în care cel puțin unul dintre eșantioanele care se înmulțesc este nul. Se observă că, pentru toți termenii dintr-o sumă, indicele eșantionului de ieșire este suma dintre indicele eșantionului de intrare și indicele eșantionului din răspunsul la impulsul δ .

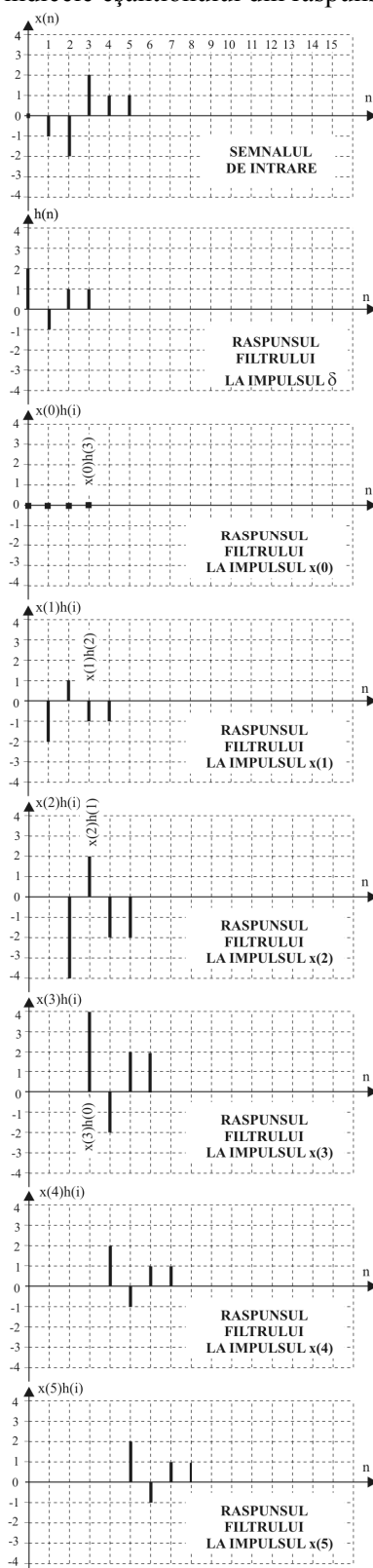


Fig. 5.35 Modul de acțiune a filtrului cu funcția de răspuns (5.70).

De asemenea, se observă ușor că se poate scrie o formulă generală pentru calculul valorilor eșantioanelor de ieșire. Dacă N este numărul eșantioanelor de intrare și M este numărul eșantioanelor funcției de răspuns a filtrului la impulsul δ , această relație de calcul poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = \sum_{j=0}^M x(j) \cdot h(n-j) \quad (5.72)$$

Numărul eșantioanelor de ieșire este: $N+M-1$

Relația precedentă reprezintă convoluția dintre cele două șiruri de numere, astfel încât se poate spune că dacă la intrarea filtrului se aplică un semnal oarecare, atunci:

semnalul de ieșire va fi **CONVOLUȚIA** dintre semnalul de intrare $x(n)$ și funcția de răspuns a filtrului, $h(n)$, la impulsul unitar δ :

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (5.73)$$

Algoritmul de lucru al „mașinii” de convoluție este ilustrat în *Anexa II*.

Răspunsul în frecvență

Am văzut că expresia transformatei z unilaterale (5.58) a unui semnal eșantionat este:

$$X(z) \equiv \sum_{n=0}^{\infty} x(n) \cdot z^{-n} \quad (5.74)$$

Considerând cazul cel mai general al transformatei z bilaterale și făcând substituția $z = e^{j\omega T_s}$, obținem ecuația:

$$X(e^{j\omega T_s}) = \sum_{n=-\infty}^{n \rightarrow \infty} x(n) \cdot e^{-j\omega n T_s} \quad (5.75)$$

care nu este altceva decât *Transformata Fourier Discretă în Timp (DTFT)* a semnalului $x(n)$.

*O proprietate importantă a transformatei z este aceea că făcând substituția $z = e^{j\omega T_s}$ se obține **spectrul în frecvență** al funcției originale.*

Se știe că operația de convoluție în domeniul timp are drept corespondent produsul în domeniul frecvență. Astfel, operația de convoluție, care descrie modul de acțiune a unui filtru digital (ec. 5.73), are drept corespondent în domeniul timp produsul transformatelor Fourier:

$$Y(e^{j\omega T_s}) = X(e^{j\omega T_s}) \cdot H(e^{j\omega T_s}) \quad (5.76)$$

în care $H(e^{j\omega T_s})$ este transformata Fourier discretă în timp a funcției de răspuns a filtrului la impulsul δ :

$$H(e^{j\omega T_s}) = DTFT_{\omega}(h) \quad (5.77)$$

Răspunsul în frecvență al filtrului digital este Transformata Fourier Discretă în Timp (DTFT) a răspunsului filtrului la impulsul unitar δ .

Din ec.(5.75) se poate concluziona că:

Răspunsul în frecvență al unui filtru liniar invariant în timp, $H(e^{j\omega T_s})$, este raportul dintre spectrul în frecvență al semnalului de ieșire și spectrul în frecvență al semnalului de intrare.

În *Anexa III* este prezentată o sinteză a modului de reprezentare a filtrelor digitale și a informațiilor care se pot obține în urma analizei lor.

Poli și zerouri (analiză grafică)

Să considerăm funcția de transfer a unui filtru digital (5.54) și să o rescriem sub forma unui raport de două polinoame:

$$H(z) = b_o \frac{1 + \frac{b_1}{b_o} z^{-1} + \frac{b_2}{b_o} z^{-2} + \dots + \frac{b_M}{b_o} z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (5.78)$$

Introducând notațiile : $b_o = g$ și $\beta_i = \frac{b_i}{b_o} = \frac{b_i}{g}$, obținem:

$$H(z) = g \frac{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \dots + \beta_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (5.79)$$

Cele două polinoame de la numărător și respectiv de la numitor pot fi factorizate. Să ne reamintim că un polinom $P(x)$ de gradul k poate fi scris ca:

$$P(x) = (x - x_1) \cdot (x - x_2) \cdot \dots \cdot (x - x_k) \quad (5.80)$$

în care x_1, x_2, \dots, x_k sunt soluțiile ecuației $P(x) = 0$.

Pentru a aduce polinoamele de la numărătorul și numitorul funcției de transfer la forma de mai sus, se dă factor comun z^{-M} la numărător, respectiv z^{-N} la numitor:

$$H(z) = g \cdot \frac{z^{-M}}{z^{-N}} \cdot \frac{z^M + \beta_1 z^{M-1} + \beta_2 z^{M-2} + \dots + \beta_M}{z^N + a_1 z^{N-1} + a_2 z^{N-2} + \dots + a_N} \quad (5.81)$$

Dacă q_1, q_2, \dots, q_M sunt rădăcinile numărătorului și p_1, p_2, \dots, p_N sunt rădăcinile numitorului, atunci, după factorizare, funcția de transfer devine:

$$H(z) = g \cdot \frac{z^{-M}}{z^{-N}} \cdot \frac{(z - q_1) \cdot (z - q_2) \cdot \dots \cdot (z - q_M)}{(z - p_1) \cdot (z - p_2) \cdot \dots \cdot (z - p_N)} \quad (5.82)$$

Forma finală a ei o vom obține după efectuarea substituției $z = e^{j\omega T_s}$:

$$H(z) = g \cdot \frac{e^{-j\omega M T_s}}{e^{-j\omega N T_s}} \cdot \frac{(e^{j\omega T_s} - q_1) \cdot (e^{j\omega T_s} - q_2) \cdot \dots \cdot (e^{j\omega T_s} - q_M)}{(e^{j\omega T_s} - p_1) \cdot (e^{j\omega T_s} - p_2) \cdot \dots \cdot (e^{j\omega T_s} - p_N)} \quad (5.83)$$

În cazul general, funcția de transfer este complexă, de forma $Re + jIm$. Pentru fiecare frecvență ea va avea un modul $\left(\sqrt{Re^2 + Im^2}\right)$ și va introduce un defazaj $\left(\theta = \arctg \frac{Im}{Re}\right)$. Astfel, funcția de transfer pentru o frecvență dată poate fi reprezentată grafic ca un segment de dreaptă cu lungimea egală cu modulul ei, perpendicular pe planul complex z , în punctul de coordonate (Re, Im) , așa cum este arătat în Fig. 5.36. Mulțimea valorilor lui $H(z)$ va determina o suprafață vălurită, asemănătoare unei forme de relief variate, cu dealuri și văi. Analizând ecuația (5.83) vom observa că dacă oricare dintre parantezele de la numărător se anulează, modulul funcției de transfer se anulează și el. În aceste puncte suprafața este tangentă la planul z și ele sunt denumite **zerourile** funcției de transfer. Vârfurile „dealurilor”, care reprezintă maximele modulului funcției de transfer, sunt denumite **polii** funcției de transfer.

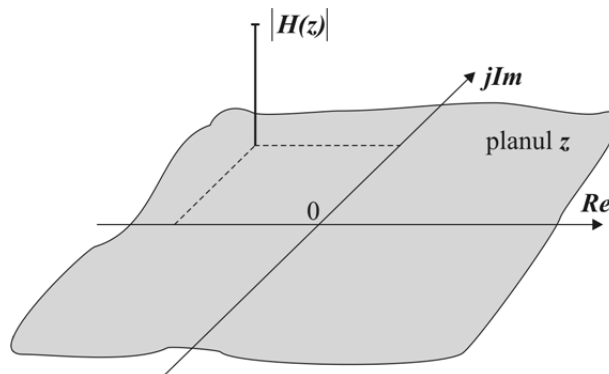


Fig. 5.36 Funcția de transfer reprezentată în planul numerelor complexe.

- numărul zerourilor funcției de transfer este determinat de numărul M al eșantioanelor de intrare care sunt folosite în algoritmul de calcul
- numărul polurilor funcției de transfer este determinat de numărul N al eșantioanelor de ieșire care sunt folosite în algoritmul de calcul

Se definește **ordinul filtrului** ca fiind **numărul mai mare dintre M și N** . Se vede imediat că ordinul filtrului este determinat de gradul cel mai mare al polinoamelor de la numărătorul și numitorul funcției de transfer.

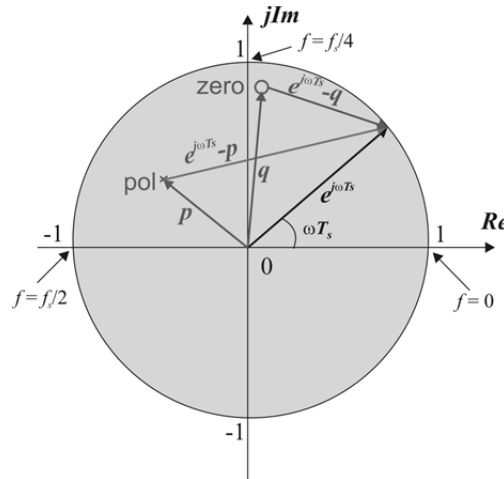


Fig. 5.37 Représentări fazoriale în planul numerelor complexe.

În general soluțiile q_i și p_j pot fi numere complexe, ceea ce înseamnă că putem lucra cu ele într-o reprezentare fazorială în planul complex. De asemenea, $e^{j\omega T_s}$ poate fi reprezentat ca un fazor cu lungimea egală cu unitatea ($|e^{j\omega T_s}| = 1$), având originea în originea planului complex și orientat în funcție de frecvența semnalului și de timpul de eșantionare (Fig. 5.37). Fiecare paranteză din expresia funcției de transfer (5.83) reprezintă diferența dintre fazorul unitar și un vector de lungime q_i sau p_j .

Din expresia modulului funcției de transfer $G(\omega)$, care reprezintă câștigul filtrului:

$$G(\omega) = |H(z)| = |g| \cdot \frac{|e^{j\omega T_s} - q_1| \cdot |e^{j\omega T_s} - q_2| \cdot \dots \cdot |e^{j\omega T_s} - q_M|}{|e^{j\omega T_s} - p_1| \cdot |e^{j\omega T_s} - p_2| \cdot \dots \cdot |e^{j\omega T_s} - p_N|} \quad (5.84)$$

se poate concluziona că:

răspunsul în amplitudine al filtrului este reprezentat de raportul dintre produsul modulelor vectorilor construiți din zerouri până la punctul de pe cercul unitar determinat de frecvență și timpul de eșantionare, și produsul modulelor vectorilor construiți din poli până în același punct.

Analizând în continuare expresia funcției de transfer (5.83) vom observa că răspunsul în fază al filtrului poate fi calculat cu următoarea relație:

$$\theta(\omega) = \angle(N - M)\omega T_s + \angle(e^{j\omega T_s} - q_1) + \angle(e^{j\omega T_s} - q_2) + \dots + \angle(e^{j\omega T_s} - q_M) - \angle(e^{j\omega T_s} - p_1) - \angle(e^{j\omega T_s} - p_2) - \dots - \angle(e^{j\omega T_s} - p_M) \quad (5.85)$$

unde cu simbolul „ \angle ” am notat unghiul format de vectorul corespunzător expresiei din paranteză cu axa Re (sau cu o dreaptă paralelă cu aceasta).

Să ne reamintim că polii unui filtru reprezintă puncte de extrem ale filtrului, adică posibile puncte de instabilitate. Afirmatia este susținută și de faptul că polii sunt determinați de rădăcinile polinomului de la numitor, iar termenii numitorului conțin semnale de la ieșire, ponderate cu coeficienții de reacție. Din electronică (și nu numai) se știe că, în anumite condiții, reacția poate conduce la instabilități ale sistemului. Se spune că:

*un filtru este stabil dacă și numai dacă toți polii lui se află în interiorul cercului unitar
din planul z .*

În *Anexa IV* sunt analizate câteva exemple elementare de filtre digitale pentru a exemplifica modul de aplicare a metodei grafice de analiză.

Capitolul VI

TRANSMITEREA SEMNALELOR PE LINII

6.1 TRANSFERUL MAXIM DE PUTERE

De multe ori dorim ca transferul de putere de la o sursă de energie (generator de semnal) către un consumator (sarcină) să se realizeze cu randament maxim. Se spune că *sarcina este adaptată la generator*. În cazul cel mai general, atât impedanța de ieșire a generatorului cât și sarcina sunt mărimi complexe, având atât o componentă activă (rezistivă, R), cât și una reactivă (inductivă sau capacitivă, X):

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (6.1)$$

$$Z_{sarc} = R_{sarc} + jX_{sarc} \quad (6.2)$$

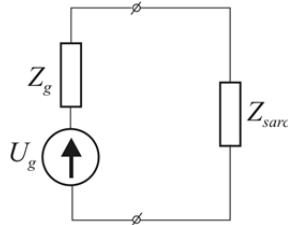


Fig. 6.1 Sarcină reactivă conectată la bornele unui generator de semnal.

Dacă sarcina este conectată direct la bornele de ieșire ale generatorului de semnal (Fig. 6.1), atunci intensitatea curentului prin sarcină este:

$$I = \frac{U_g}{(R_g + jX_g) + (R_{sarc} + jX_{sarc})} \quad (6.3)$$

Puterea activă transmisă sarcinii este puterea consumată pe partea ei rezistivă:

$$P = I^2 R_{sarc} \quad (6.4)$$

sau, ținând cont de expresia intensității curentului:

$$P = \frac{U_g^2 R_{sarc}}{(R_g + R_{sarc})^2 + (X_g + X_{sarc})^2} \quad (6.5)$$

Având în vedere faptul că o reactanță poate fi atât pozitivă (comportament inductiv), cât și negativă (comportament capacitiv), se poate observa că o primă maximizare a puterii poate fi realizată dacă:

$$X_g + X_{sarc} = 0 \quad (6.6)$$

Aceasta înseamnă că, din punct de vedere reactiv, generatorul de semnal și sarcina trebuie să aibă comportamente complementare: dacă una are comportament inductiv, cealaltă trebuie să aibă un comportament capacitiv, care să-l anuleze pe primul.

Dacă această primă condiție este satisfăcută, puterea transmisă sarcinii va depinde exclusiv de partea sa rezistivă:

$$P(R_{sarc}) = \frac{U_g^2 R_{sarc}}{(R_g + R_{sarc})^2} \quad (6.7)$$

Funcția prezintă un maxim pentru:

$$R_{sarc} = R_g \quad (6.8)$$

maxim care are valoarea:

$$P_{\max} = \frac{U_g^2}{4R_{sarc}} \quad (6.9)$$

Având în vedere cele două cerințe menționate anterior, se poate concluziona că: *transferul de putere de la generatorul de semnal către sarcina conectată la bornele sale este maxim atunci când impedanța sarcinii este complex conjugata impedanței de ieșire a generatorului:*

$$Z_{sarc} = Z_g^* \quad (6.10)$$

De foarte multe ori impedanța de ieșire a generatorului de semnal este pur rezistivă (50Ω , 600Ω , ...), iar sarcina are caracter reactiv. În acest caz, pentru realizarea adaptării, între generator și sarcină se interpune un circuit alcătuit din elemente de circuit pasive (bobine, condensatori, rezistențe), astfel dimensionate încât pe de o parte să compenseze comportamentul reactiv al sarcinii și pe de alta să aducă partea rezistivă „simțită” de generator cât mai aproape de îndeplinirea condiției (6.8). Un astfel de circuit poartă denumirea de *rețea de adaptare* (matching network).

6.2 LINIA DE TRANSMISIE

6.2.1 Ecuațiile telegrafiștilor

În majoritatea aplicațiilor, transmiterea semnalelor de la sursele lor către consumatori se face prin intermediul cablurilor de conexiune (linii de transmisie). Atunci când acestea sunt coaxiale sau bifilare (tip panglică), un fir este conectat la borna de masă (firul „rece”) iar celălalt este cunoscut sub denumirea de fir „cald”, potențialul său modificându-se în raport cu cel al masei.

Atâta timp cât lungimea de undă a semnalului transmis pe linie este mult mai mare decât lungimea acesteia, se poate aproxima că linia se comportă ca și față de un semnal de curent continuu. Dacă însă lungimea liniei de transmisie este comparabilă cu lungimea de undă a semnalului transmis prin ea, propagarea acestuia trebuie analizată mai atent. Se știe că oricare bucată de conductor liniar are o inductanță și că lui i se poate asocia o capacitate față de o suprafață conductoare cu potențial electric diferit de al lui. Totodată, el are o rezistență electrică care, la frecvențe de ordinul 10^6 Hz sau mai mari, datorită efectului pelicular (Skin), crește odată cu creșterea frecvenței. Având în vedere aceste adevăruri fizice, pentru analiza propagării unui semnal electric pe o linie de transmisie trebuie să îi asociem acesteia un model electric. În el trebuie să regăsim rezistența electrică a conductorilor și inductanța lor, capacitatea dintre aceștia precum și rezistența de pierderi a mediului dintre ei (material plastic, teflon etc.). Astfel, un tronson de linie poate fi modelat ca în Fig. 6.2, în care R , L , C și R_c se referă la unitatea de lungime.

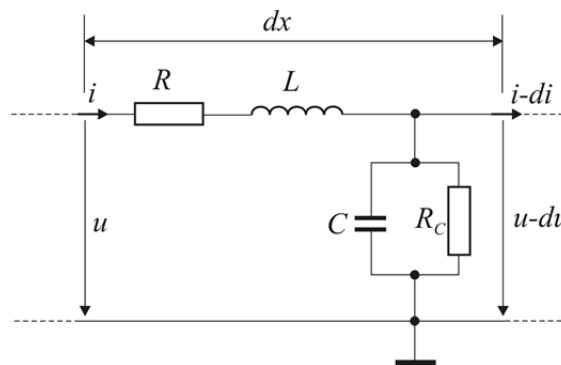


Fig. 6.2 Modelarea unui tronson de linie de transmisie.

Dacă se introduc notațiile:

$$Z = R + jX_L \quad (6.11)$$

$$Y = G + jB_C \quad (6.12)$$

în care $X_L = \omega L$, $G = 1/R_C$ și $B_C = \omega C = 1/X_C$, atunci variațiile tensiunii și curentului pe linia de transmisie sunt date de ecuațiile diferențiale:

$$\begin{cases} \frac{du}{dx} = iZ \Rightarrow \frac{d^2u}{dx^2} = Z \frac{di}{dx} \\ \frac{di}{dx} = uY \Rightarrow \frac{d^2i}{dx^2} = Y \frac{du}{dx} \end{cases} \quad (6.13)$$

Combinând variațiile de ordinul 1 și 2 ale celor două mărimi, se obțin ecuațiile diferențiale care descriu propagarea pe linia de transmisie a semnalului caracterizat prin diferența de potențial dintre conductori și curentul într-un punct dat. Ele sunt cunoscute ca *ecuațiile telegraștilor*.

$$\frac{d^2u}{dx^2} - YZu = 0 \quad (6.14)$$

$$\frac{d^2i}{dx^2} - YZi = 0 \quad (6.15)$$

Ecuația caracteristică pentru ambele ecuații ale telegraștilor este: $\gamma^2 - YZ = 0$, cu soluția $\gamma = \pm\sqrt{YZ}$. γ este constanta de propagare, ea depinzând de caracteristicile electrice ale liniei de transmisie: $\gamma = \sqrt{(R + jX_L)(G + jB_C)}$. Expresia ei se poate aduce sub forma $\gamma = \alpha + j\beta$, α reprezentând atenuarea pe linia de transmisie iar β , modificarea fazei semnalului transmis pe linie.

Astfel, soluția ecuației (6.14), care reprezintă tensiunea pe linie la o distanță x de sursa de semnal, se poate scrie sub forma:

$$u = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (6.16)$$

în care primul termen reprezintă unda de tensiune directă (cea care se propagă de la sursa de semnal spre sarcină) cu amplitudinea A iar cel de al doilea reprezintă unda reflectată (cea care se propagă de la sarcină spre sursa de semnal) cu amplitudinea B .

Variația tensiunii u în lungul liniei de transmisie va fi exprimată de ecuația:

$$\frac{du}{dx} = -\gamma(Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}) \quad (6.17)$$

Exprimând intensitatea curentului din ecuația (6.13)

$$i = \frac{1}{Z} \frac{du}{dx} \quad (6.18)$$

și înlocuind în ea expresia variației tensiunii (6.17), se obține pentru intensitatea curentului într-un punct aflat la distanța x de sursa de semnal:

$$i = -\frac{\gamma}{Z}(Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}) \quad (6.19)$$

Având acum expresiile tensiunii și intensității curentului într-un punct pe linia de transmisie (ec. (6.16) și (6.19)), se poate scrie raportul dintre ele:

$$\frac{u}{i} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \frac{Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x}}{Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}} \quad (6.20)$$

expresie care reprezintă o impedanță. În ea, γ a fost înlocuit cu expresia sa $\gamma = \sqrt{YZ}$.

Dacă pe linia de transmisie nu se propagă nici o undă reflectată, ceea ce se întâmplă în cazul liniei infinite sau când există adaptare la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie, atunci amplitudinea B a undei reflectate va fi nulă ($B = 0$) și raportul u/i va defini *impedanța caracteristică* a liniei de transmisie:

$$Z_o = \sqrt{Z/Y} \quad (6.21)$$

Cu această expresie, raportul $-\gamma/Z$ din expresia lui i poate fi scris:

$$-\frac{\gamma}{Z} = -\frac{-\sqrt{YZ}}{Z} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} = \frac{1}{Z_o} \quad (6.22)$$

Dacă linia de transmisie este și *fără pierderi*, ceea ce înseamnă că $R = 0$ și $G = 0$ ($R_C \rightarrow \infty$), atunci impedanța caracteristică a liniei va depinde doar de inductanța și capacitatea pe unitatea de lungime a liniei:

$$Z_o = \sqrt{L/C} \quad (6.23)$$

6.2.2 Reflexia la capătul dinspre sarcină al liniei

Pentru a ușura analiza matematică a fenomenelor de propagare și reflexie pe linie, este util să considerăm axa de coordonate orientată de la sarcină spre sursă, cu originea la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie (Fig. 6.3).

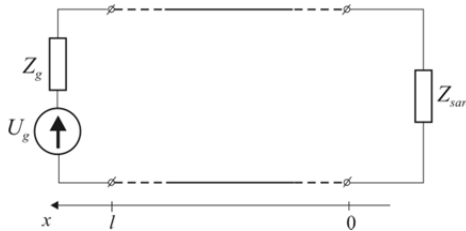


Fig. 6.3 Schemă generală pentru transmiterea unui semnal.

Ecuatiile tensiunii și curentului pe linie se vor obține din ecuațiile (6.16) și (6.19) substituind variabila x cu $-x$. Astfel se obțin noile ecuații:

$$u(x) = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x} \quad (6.24)$$

$$i(x) = \frac{1}{Z_o} (Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x}) \quad (6.25)$$

La scrierea ecuației (6.25) am luat în considerare relația (6.22). La capătul dinspre sarcină al liniei $x = 0$ și ecuațiile precedente devin:

$$u(0) = A + B \quad (6.26)$$

$$i(0) = \frac{A - B}{Z_o} \quad (6.27)$$

Deoarece A reprezintă amplitudinea tensiunii semnalului care se propagă de la sursă spre sarcină și B reprezintă amplitudinea tensiunii semnalului care se propagă de la sarcină spre sursă, *coeficientul* (factorul) *de reflexie al tensiunii* poate fi definit ca:

$$\Gamma_u = \frac{B}{A} \quad (6.28)$$

Rezolvând sistemul format din ec. (6.26) și (6.27) și calculând coeficientul de reflexie, se obține pentru el ecuația:

$$\Gamma_u = \frac{u(0) - Z_o i(0)}{u(0) + Z_o i(0)} = \frac{\frac{u(0)}{i(0)} - Z_o}{\frac{u(0)}{i(0)} + Z_o} \quad (6.29)$$

Deoarece raportul $u(0)/i(0)$ reprezintă impedanța de sarcină, expresia coeficientului de reflexie al tensiunii devine:

$$\Gamma_u = \frac{Z_{sarc} - Z_o}{Z_{sarc} + Z_o} \quad (6.30)$$

Din ecuația curentului (6.25) rezultă că amplitudinea unei directe de curent este A/Z_o iar a celei reflectate este $-B/Z_o$. Deci *coeficientul de reflexie al curentului* va fi $\Gamma_i = -B/A$. Așadar,

$$\Gamma_i = -\Gamma_u \quad (6.31)$$

6.2.3 Impedanța de intrare a liniei

Impedanța de intrare a liniei de transmisie este impedanța pe care „o simte” generatorul de semnal. Dacă lungimea liniei este l , impedanța de intrare poate fi scrisă ca:

$$Z_{in} = \frac{u(l)}{i(l)} = Z_o \frac{Ae^{\gamma l} + Be^{-\gamma l}}{Ae^{\gamma l} - Be^{-\gamma l}} \quad (6.32)$$

Dacă în relația de mai sus se dă A factor comun și se înlocuiește la numărător și numitor raportul B/A cu expresia (6.30) a coeficientului de reflexie, se obține:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc} \left(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l} \right) + Z_o \left(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l} \right)}{Z_{sarc} \left(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l} \right) + Z_o \left(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l} \right)} = Z_o \frac{Z_{sarc} \cdot \text{ch} \gamma l + Z_o \cdot \text{sh} \gamma l}{Z_{sarc} \cdot \text{sh} \gamma l + Z_o \cdot \text{ch} \gamma l} \quad (6.33)$$

sau

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc} + Z_o \cdot \text{th} \gamma l}{Z_o + Z_{sarc} \cdot \text{th} \gamma l} \quad (6.34)$$

Dacă linia poate fi considerată *fără pierderi*, atunci $\alpha = 0$ și $\gamma = j\beta$. β reprezintă numărul de undă egal cu $2\pi/\lambda$ și:

$$\text{th} \gamma l = \text{th} j \frac{2\pi}{\lambda} l = j \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (6.35)$$

Astfel, expresia impedanței de intrare a liniei fără pierderi, la capătul căreia este conectată o impedanță de sarcină, va fi:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc} + jZ_o \cdot \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l}{Z_o + jZ_{sarc} \cdot \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l} \quad (6.36)$$

Se poate observa că impedanța de intrare a liniei de transmisie depinde de caracteristicile ei electrice (prin Z_o) și geometrice (prin l), dar și de mărimea sarcinii conectate la capătul ei. În funcție de lungimea liniei, se disting două cazuri particulare:

Cazul 1 $l = n \frac{\lambda}{2}$

Lungimea liniei este un multiplu întreg de semilungimi de undă ale semnalului care se propagă prin ea. În această situație:

$$\text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l = \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} n \frac{\lambda}{2} = \text{tg} 2n\pi = 0 \quad \text{și} \quad Z_{in} = Z_{sarc} \quad (6.37)$$

În acest caz se spune că *impedanța de intrare oglindește impedanța de sarcină*. Sistemul se comportă ca și cum sarcina ar fi conectată direct la bornele sursei de semnal.

Cazul 2 $l = (2n+1) \frac{\lambda}{4}$

Lungimea liniei este un multiplu impar de sferturi de undă ale semnalului care se propagă prin ea. În această situație:

$$\text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l = \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} (2n+1) \frac{\lambda}{4} = \text{tg} (2n+1) \frac{\pi}{2} \rightarrow \infty \quad \text{și} \quad Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_{sarc}} \quad (6.38)$$

6.2.4 Influența liniilor asupra transmisiei datelor digitale

Probleme legate de transmisia datelor prin cabluri sau trasee ale circuitelor imprimate apar atunci când frecvența semnalului transmis devine mai mare de 10 MHz. La această frecvență lungimea de undă în vid este:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^6} = 30 \text{ m} \quad (6.39)$$

Dacă propagarea se face într-un mediu dielectric oarecare, lungimea de undă devine și mai mică și problemele se accentuează. De exemplu, pentru un cablu coaxial fără pierderi ($R = 0, R_c \rightarrow \infty$) cu impedanța caracteristică $Z_o = 50\Omega$ și cu capacitatea $C \cong 100 \text{ pF/metru}$, viteza de propagare a semnalului este:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 0,65c \quad (6.40)$$

iar lungimea de undă pe linie la 10 MHz va fi de 19,5 m.

Inductanța și capacitatea pe unitatea de lungime a liniei de transmisie depind în primul rând de geometria acesteia și în al doilea, de natura mediului dielectric dintre conductoarele metalice. În *Anexa V* sunt date exemple de relații de calcul pentru cele mai întâlnite geometrii de linii de transmisie.

Problemele care pot să apară la propagarea unui semnal pe linie sunt legate de:

- întârziere
- atenuare
- rotunjirea impulsurilor
- apariția unor „spițuri” de tensiune

Cauzele apariției acestor probleme sunt:

- comportamentul reactiv al liniilor
- pierderi crescute în conductori (efectul Skin) și dielectrici izolatori
- neadaptări ale impedanțelor la capetele liniilor sau la conexiunile intermediare

În sistemele digitale informațiile se transmit sub formă de impulsuri dreptunghiulare. Pe durata unui astfel de impuls are loc tranziția de la 0 la o tensiune ridicată de câțiva volți, menținerea la acest nivel de tensiune un timp foarte scurt care depinde de frecvența semnalului de tact (ceas, clock) și apoi revenirea la 0. Pe o linie de transmisie fără pierderi și care nu introduce distorsiuni, o undă tranzitorie se propagă cu viteza

$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Pe liniile coaxiale uzuale această viteză este cuprinsă între 65% și 83% din viteza luminii. Când

unda ajunge la capătul liniei se poate produce o reflexie pe sarcină, cu respectarea condițiilor la limită. Amplitudinea undei reflectate depinde de coeficientul de reflexie, definit conform relațiilor (6.30) și (6.31). Prima undă reflectată se va propaga cu viteza v spre capătul liniei conținând sursa de semnal și se va compune cu unda directă. Când ajunge la capăt ea se poate reflecta pe impedanța sursei după aceleași reguli. Fenomenul se repetă până la atingerea unui regim staționar.

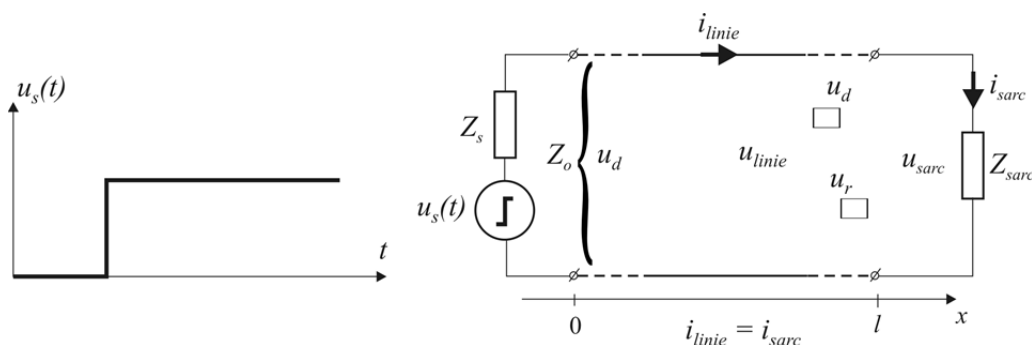


Fig. 6.4 Transmiterea unui semnal treaptă pe o linie de transmisie.

Să considerăm spre exemplificare circuitul din Fig. 6.4, în care linia este fără pierderi și are impedanța egală cu impedanța caracteristică, Z_o . Semnalul furnizat de sursă este unul de tip treaptă, cu amplitudinea u_s . După aplicarea lui, un front de undă cu amplitudinea u_d (unda directă) se va propaga în timpul $\tau = l/v$ până la capătul dinspre sarcină al liniei. După acest interval de timp pe întreaga linie se va stabili o tensiune u_d . În urma reflexiei pe sarcină, o undă cu amplitudinea u_r (unda reflectată) se va propaga cu aceeași viteză spre

sursă, însumându-se cu unda directă. Astfel, pe linie se va stabili progresiv, în intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$, o tensiune:

$$u_{linie} = u_d + u_r \quad (6.41)$$

La momentul de timp 2τ , întreaga linie va fi supusă acestei tensiuni iar intensitatea curentului prin linie va fi:

$$i_{linie} = \frac{u_{linie}}{Z_o} = \frac{u_d + u_r}{Z_o} \quad (6.42)$$

Ca urmare a reflexie pe sarcină, în intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$

$$u_{sarc} = u_d - u_r \quad (6.43)$$

iar curentul prin sarcină va fi:

$$i_{sarc} = \frac{u_{sarc}}{Z_{sarc}} = \frac{u_d - u_r}{Z_{sarc}} \quad (6.44)$$

Având în vedere necesitatea satisfacerii condițiilor la limită, trebuie ca $i_{linie} = i_{sarc}$. Această condiție va conduce la egalitatea:

$$1 + \frac{u_r}{u_d} = \frac{1 - \frac{u_r}{u_d}}{\frac{Z_o}{Z_{sarc}}} \quad (6.45)$$

Se știe că raportul u_r/u_d reprezintă coeficientul de reflexie al tensiunii. Astfel, la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie, coeficientul de reflexie al tensiunii va fi:

$$\Gamma_{sarc} = \frac{Z_{sarc} - Z_o}{Z_{sarc} + Z_o} \quad (6.46)$$

relație identică cu relația de definiție a lui Γ_u (6.30), dedusă după un alt raționament.

O reflexie a unde care se propagă dinspre sarcină înspre sursă se poate produce și la capătul dinspre sursă al liniei de transmisie. Aplicând un raționament analog celui anterior, coeficientul de reflexie la sursă va fi:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} \quad (6.47)$$

Analizând expresiile coeficienților de reflexie la cele două capete ale liniei vom observa imediat că, pentru a nu avea reflexii la capetele liniei este necesar ca impedanța de ieșire a sursei de semnal, impedanța caracteristică a liniei de transmisiei și impedanța de sarcină să fie egale:

$$Z_s = Z_o \quad (6.48)$$

și

$$Z_o = Z_{sarc} \quad (6.49)$$

În Anexa VI sunt prezentate (cu exemple numerice) câteva cazuri dintre cele care se întâlnesc frecvent în practică.

Capitolul VII

CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ ȘI DIGITAL-ANALOGICĂ

Informațiile pe care le percepem de la fenomenele din jurul nostru sunt analogice. Pentru a le măsura și prelucra, semnalele de orice natură sunt transformate în semnale electrice folosind dispozitivele electronice numite traductori. Aceste semnale sunt tot analogice. Prelucrarea semnalelor electrice în sistemele digitale prezintă câteva avantaje: viteză mare de operare, imunitate mai bună la zgomote, programabilitate și posibilitatea de memorare și prelucrare ulterioară. Transformarea unui semnal din formă analogică în formă digitală (digitizarea) presupune două etape: eșantionarea și cuantificarea, prezentate și în Fig. 7.1.

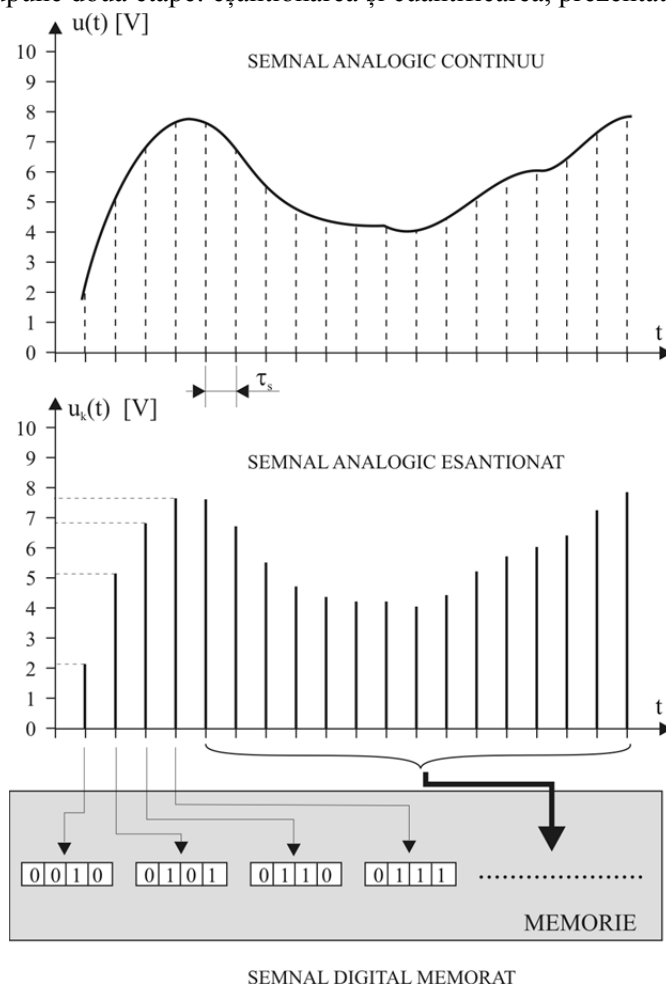


Fig. 7.1 Etapele procesului de digitizare a unui semnal analogic.

Eșantionarea înseamnă “citirea” valorii lui analogice la intervale de timp egal distanțate între ele (τ_s – timp de eșantionare). Semnalul obținut este tot într-o reprezentare analogică dar este un semnal eșantionat. *Cuantificarea* este etapa în care fiecărui eșantion i se atribuie un cod numeric care conține doar două simboluri, 0 și 1. Codul numeric este în directă legătură cu valoarea analogică a eșantionului căruia i se asociază. Cel mai frecvent este folosit codul binar. Pentru ca informațiile digitale astfel obținute să poată fi prelucrate sau folosite în diferitele părți componente ale unui sistem digital complex este necesară memorarea lor.

După ce semnalul a fost digitizat, el poate fi prelucrat (amplificat, memorat, prelucrat în sistemele digitale), apoi convertit în semnal analogic și în final, rezultatul este afișat sub formă alfanumerică. Dispozitivele electronice care realizează digitizarea se numesc convertoare analog-digitale (A/D). Procesul de conversie analog-digitală este în general mai complex decât cel de conversie digital-analogică (D/A) și, pentru realizarea, lui este nevoie de mai mult timp. Ba chiar mai mult, unele convertoare analog-digitale au în alcătuirea lor convertoare digital-analogice. Având în vedere faptul că scopul prezentei lucrări nu este tratarea exhaustivă a dispozitivelor electronice digitale folosite în prelucrarea semnalelor traductorilor, în acest capitol ne vom referi doar la cele mai folosite metode de conversie A/D și D/A .

7.1 CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ

Aproape toate sistemele instrumentale moderne includ diferite tipuri de digitizoare sau *convertoare analog-digitale* (ADC). Un ADC convertește semnalele analogice (de regulă tensiuni) în numere digitale, astfel încât un calculator sau un procesor poate efectua cu ele următoarele operațiuni: (a) achiziționarea automată a semnalului; (b) memorarea și regăsirea informațiilor referitoare la semnalul respectiv; (d) prelucrarea și analiza informației; (e) afișarea rezultatelor. Un sistem de digitizare poate face toată această muncă cu o viteză foarte mare, cu exactitate, repetabilitate și acuratețe.

Cele două funcții importante ale unui ADC sunt *eșantionarea* și *cuantificarea* semnalului. Aceste două procese convertește semnalele analogice din forma continuă (de exemplu dependența $u(t)$) în numere digitale care au amplitudini discrete la intervale de timp discrete. Pentru a reprezenta modificarea semnalului în orice moment de timp sau la orice valoare posibilă a tensiunii ne-ar trebui o capacitate infinită de memorare a datelor. De aceea, fiecare sistem digital are o rată de eșantionare și un grad de cuantificare minime, care să îi permită stocarea acelei cantități de informație din care să poată fi reconstruit semnalul original.

Pentru a evita digitizarea unei cantități infinite de informație, semnalul analogic trebuie să fie în primul rând eșantionat. *Eșantionarea* este procesul prin care se măsoară la un anumit moment de timp valoarea semnalului analogic, valoare care îl va reprezenta un anumit interval de timp. De obicei un digitizor eșantionează semnalul uniform, adică îi măsoară valorile la intervale de timp regulate, de obicei de ordinul zecilor sau sutelor de nanosecunde. Nu este obligatoriu ca eșantionarea să fie făcută la intervale egale de timp dar este foarte util din punct de vedere al prelucrării matematice și al reconstituirii formei sale inițiale. Fără a insista asupra modului în care s-a calculat rata minimă de eșantionare, vom preciza doar că din considerente matematice de analiză și prelucrare a semnalelor, Nyquist, pornind de la teorema eșantionării a lui Shanon, a ajuns la concluzia că *frecvența de eșantionare trebuie să fie cel puțin egală cu dublul frecvenței maxime a semnalelor armonice din care se compune semnalul eșantionat* $f_s \geq 2f_{\max}$. Dacă semnalul analizat este subeșantionat atunci apare pericolul fenomenului numit “aliasing”, adică acela ca la reconstituirea sa să se obțină un semnal diferit de cel original. Nu întotdeauna trebuie să ne speriem de fenomenul “aliasing”. De exemplu dacă se analizează semnale de curent continuu ușor variabile în timp sau dacă se colectează date pentru analize statistice, rata de eșantionare se va alege astfel încât să poată fi colectate suficiente date într-un anumit interval de timp. Pe de altă parte, dacă instrumentul este un analizor spectral, în care frecvența este subiectul principal, sau un osciloscop în care detaliile temporale sunt importante, fenomenul “aliasing” este chiar un pericol. Când semnalele apărute în afara benzii de frecvențe de interes ca urmare a acestui fenomen pot să interfere cu semnalul de măsurat, instrumentul trebuie prevăzut cu filtre antialiasing înainte de etajul de eșantionare. Un filtru antialiasing este un filtru trece-jos cu câștig unitar pentru cele mai multe frecvențe care apar în interiorul benzii de frecvențe de interes. La frecvențe mai mari el începe să atenueze puternic semnalul. În continuare ne vom referi la două dintre convertoarele A/D , cele mai folosite în sistemele de măsură: convertorul „Flash” și convertorul cu aproximații succesive.

7.1.1 Convertorul *Flash*

Convertoarele A/D *Flash* sunt cele mai rapide și au o rezoluție maximă de 10 biți. Un convertor *Flash* cu rezoluția de N biți are în construcția sa $2^N - 1$ comparatoare de mare viteză care operează în paralel. Spre exemplificare, în Fig. 7.2 este prezentată schema unui convertor A/D convertor *Flash* pe trei biți. Se poate

observa că schema poate fi extinsă ușor pentru un număr mai mare de biți. El are în componența sa o rețea rezistivă (rezistențe identice) conectată la o sursă de tensiune de referință. Ea divizează tensiunea aceasta, furnizând la intrările inversoare ale comparatoarelor nivele de tensiune distanțate între ele cu aceeași valoare (în cazul de față am ales 1V). Tensiunea analogică de intrare (noi am ales 4,1 V) este comparată simultan cu fiecare dintre aceste tensiuni, ieșirea unui comparator fiind la nivel logic 1 dacă tensiunea analogică este mai mare decât tensiunea cu care este comparată sau la nivel logic 0 în caz contrar. Rezultatul digital de la ieșirile comparatoarelor este numit “cod termometric” deoarece tranziția de la seria de 1 la seria de 0 se deplasează în funcție de valoarea tensiunii de intrare ca și mercurul unui termometru în funcție de temperatură.

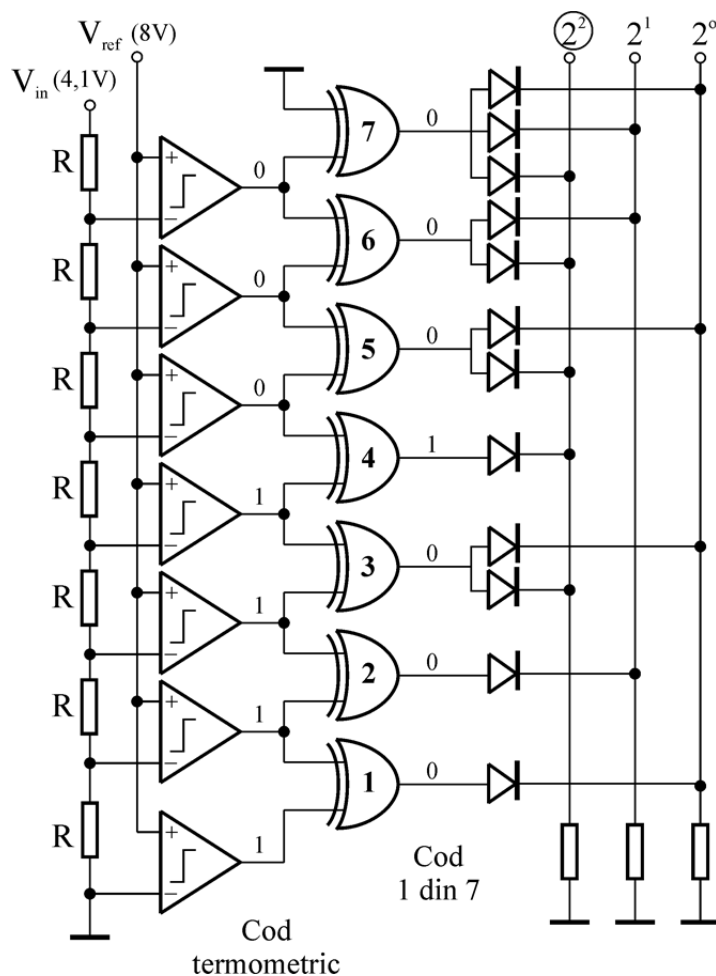


Fig. 7.2 Convertor analog-digital Flash.

Rețeaua de porți SAU-EXCLUSIV transformă codul termometric într-un cod 1 din 2^N-1 (în cazul de față $2^3-1=7$). Pentru o tensiune de intrare dată doar poarta corespunzătoare valorii întregi a valorii acesteia va avea ieșirea la nivel logic 1. Cei N biți de rang binar (în cazul de față $N=3$) ai informației digitale de ieșire sunt asociați tensiunilor de pe rezistorii de ieșire. În cazul exemplului din Fig. 7.2 se poate observa că doar prin rezistorul corespunzător bitului cu ponderea de rang binar $2^2 = 4$ circulă curent. Așadar, informația digitală de la ieșire va fi $100_2 = 4_{10}$, adică o valoare egală cu partea întreagă a valorii zecimale a tensiunii de intrare. Diodele conectate între ieșirile porților SAU-EXCLUSIV și rezistorii de ieșire separă ieșirile porților și fac ca acestea să nu intre în conflict din punct de vedere al stărilor lor logice atunci când una este la nivel logic 1 și celelalte la nivel logic 0.

Datorită simplității lui, convertorul *Flash* este foarte rapid dar rezoluția lui este limitată la 10 biți datorită faptului că numărul de comparatoare și elemente rezistive crește exponențial cu creșterea rezoluției. Pentru ca liniaritatea să fie bună este necesară folosirea în rețeaua rezistivă a unor rezistențe cu valori care să varieze foarte puțin de la una la alta. O variație mai mare a valorii unei singure rezistențe poate determina apariția de erori pe întreg domeniul de valori ale tensiunii de intrare.

7.1.2 Convertorul cu aproximații succesive

Convertorul cu aproximații succesive este poate cel mai des întâlnit convertor A/D , având o rezoluție cuprinsă între 8 și 16 biți dar o viteză de conversie mai mică decât convertorul *Flash*. El are un preț de cost relativ scăzut și o foarte bună liniaritate. Un convertor A/D cu aproximații succesive pe N biți conține un comparator și un convertor digital-analogic de mare viteză pe N biți în bucla de reacție (Fig. 7.3). Pe măsură ce procesul de conversie este în derulare registrul “construiește” numărul binar care la sfârșit va avea valoarea cea mai apropiată de tensiunea de intrare. Viteza de operare a convertorului cu aproximații succesive este limitată chiar de către viteza cu care are loc conversia digital-analogică.

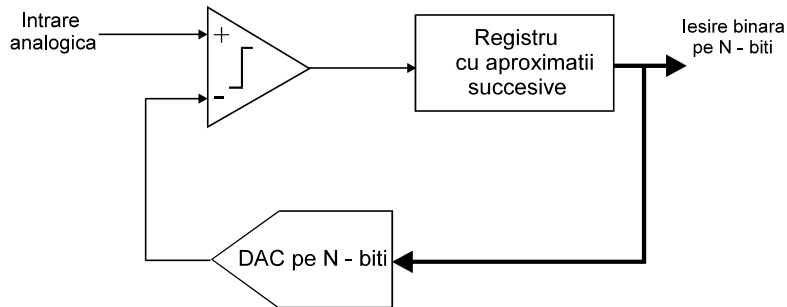


Fig. 7.3 Convertor analog-digital cu aproximații succesive.

Un registru cu aproximații succesive produce o serie de N numere binare care sunt convertite în tensiuni analogice și apoi comparate cu tensiunea de intrare. În Fig. 7.4a sunt prezentați pașii posibili în luarea deciziei la conversia A/D pe patru biți, iar în Fig. 7.4b sunt arătați pașii concreți în situația în care valoarea analogică este între 11 și 12 (1011 în binar).

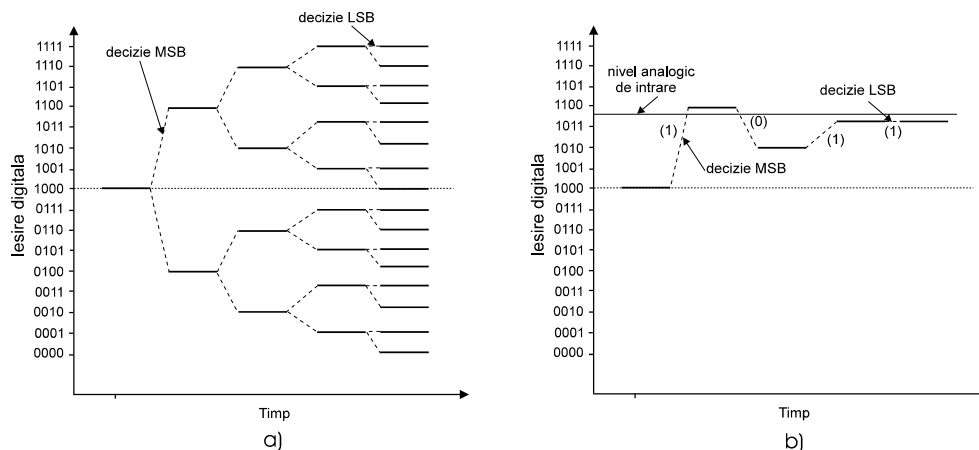


Fig. 7.4 Etapele decizionale ale convertorului A/D cu aproximații succesive.

7.2 CONVERSIA DIGITAL-ANALOGICĂ (D/A)

Prin conversie digital analogică se înțelege transformarea unei informații exprimată într-un cod digital într-un nivel de tensiune analogică sau în unul de curent analogic, cu valori proporționale cu valoarea digitală. Dispozitivele electronice care realizează această operație se numesc *convertoare digital-analogice* (DAC). În Figura 7.5 este prezentată schema bloc a unui convertor D/A cu intrarea pe patru biți.

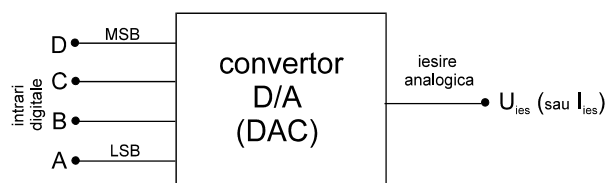


Fig. 7.5 Principiul conversiei digital-analogice.

De obicei, intrările digitale vin de la ieșirile unui registru al unui sistem digital. În cazul în care informația digitală este exprimată în cod binar pe N biți, există 2^N stări posibile ale ieșirilor. Dacă fiecărei ieșiri i se atribuie o pondere de rang binar, atunci fiecărei stări de la ieșire îi va corespunde un număr zecimal. În *Tabelul 7.1* sunt prezentate cele 16 stări ale unui registru cu 4 ieșiri, ieșirea A fiind asociată bitului cu ponderea de rang binar cea mai mică (2^0). Dacă ieșirile registrului digital (adică intrările convertorului D/A) reprezintă un nivel de tensiune codat în binar, atunci la ieșirea convertorului D/A trebuie să avem valoarea acelei tensiuni analogice sau una proporțională cu ea. Pentru simplificarea înțelegerii, în *Tabelul 7.1* am ales un astfel de factor de proporționalitate încât valoarea tensiunii de ieșire să fie exact corespondentul zecimal al informației binare de la intrare. Dar factorul de proporționalitate poate avea orice valoare și el poate fi ales în funcție de necesitățile concrete ale conversiei. Astfel, numărului binar 0010 putem să facem să-i corespundă tensiunea de 0,2V sau 0,02V sau 0,002V etc. Aceleași corespondențe între mărimile de intrare și cele de ieșire pot fi făcute și dacă mărimea de ieșire este un curent și nu o tensiune.

Tabelul 7.1

2^3	2^2	B 2^1	A 2^0	U_{ies} [V]
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

Din *Tabelul 7.1* se poate observa că fiecare intrare contribuie cu o cantitate diferită la tensiunea totală de ieșire, cantitate care este direct proporțională cu ponderea de rang binar a intrării respective. Astfel, o intrare contribuie la ieșire cu o tensiune dublă față de intrarea cu ponderea de rang binar imediat inferioară. Pentru o combinație dată a nivelelor logice de la intrare, tensiunea de ieșire poate fi calculată ca suma tensiunilor cu care contribuie la ieșire toate intrările care sunt la nivel logic 1. În cazul exemplului nostru, dacă la intrare avem combinația 1011, tensiunea de ieșire va fi $8V + 0V + 2V + 1V = 11V$. Având în vedere aceste ponderi, una dintre metodele cele mai folosite pentru realizarea conversiei digital-analogice este utilizarea rețelelor rezistive. Există două tipuri de rețele rezistive folosite în conversia D/A : rețeaua de tip R-2R și rețeaua cu rezistențe ponderate, cea mai folosită fiind rețeaua cu rezistențe ponderate, asupra căreia ne vom opri și noi.

7.2.1 Rețeaua cu rezistențe ponderate

O rețea cu rezistențe ponderate pentru decodificarea unui număr binar pe trei biți este prezentată în Fig. 7.6. O caracteristică generală a acestui tip de rețea este aceea că valoarea rezistenței fiecărui rezistor este invers proporțională cu ponderea rangului binar pe care îl decodifică. Comutatoarele K1, K2 și K3 sunt comutatoare electronice de nivel logic. Ele pot fi conectate fie la masă (nivel logic 0) fie la tensiunea de referință (nivel logic 1).

Pentru realizarea corectă a procesului de conversie, rezistența de ieșire a acestei rețele:

$$R_{ies} = \frac{2^{N-1}}{2^N - 1} R \quad (7.1)$$

trebuie să fie mult mai mică decât rezistența de sarcină.

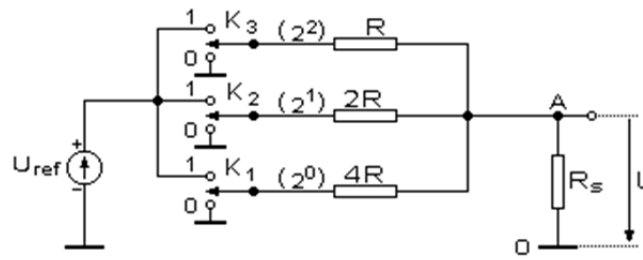


Fig. 7.6 Rețea rezistivă de conversie digital-analogică pe trei biți.

Prin modalități simple de analiză a circuitelor, pentru tensiunea de la ieșirea rețelei cu rezistențe ponderate pe trei biți se obține expresia:

$$U_{k_3 k_2 k_1} = \left[k_3 \frac{2^2}{2^3 - 1} + k_2 \frac{2^1}{2^3 - 1} + k_1 \frac{2^0}{2^3 - 1} \right] U_{ref} \quad (7.2)$$

în care coeficienții k_1 , k_2 și k_3 pot avea valorile 0 sau 1 în funcție de pozițiile comutatoarelor electronice de nivel corespunzătoare.

Relația (5.7) se poate generaliza pentru o rețea de decodificare a unui număr binar pe N biți astfel:

$$U_{k_N \dots k_2 k_1} = \frac{1}{2^N - 1} [k_N 2^{N-1} + k_{N-1} 2^{N-2} + \dots + k_1 2^0] U_{ref} \quad (7.3)$$

Dezavantajul rețelelor de conversie A/D cu rezistențe ponderate constă în dispersia valorilor rezistențelor pe un domeniu de valori cu atât mai extins cu cât numărul biților de decodificare este mai mare. Acest fapt conduce la variații mai mari cu temperatura ale valorilor rezistențelor, deci la o precizie mai mică a schemei și la un proces tehnologic mai complex atunci când rețeaua este realizată sub formă integrată. Avantajul ei constă în faptul că valorile curenților scad proporțional cu creșterea rangului biților de decodificare, ceea ce conduce la reducerea consumului de putere per bit.

Acuratețea procesului de conversie depinde în principal de doi factori: precizia valorilor rezistențelor (determinată de toleranța de fabricație) și nivelele semnalelor de intrare. Dacă influența primului factor poate fi minimizată prin folosirea unor rezistențe de precizie ($\pm 0,01\%$), nivelele semnalelor de intrare pot fi foarte diferite. Pentru refacerea acestor nivele logice, la intrările rețelei de decodificare se conectează câte un amplificator de nivel de precizie (AN). În Fig. 7.7 este prezentată o schemă mai completă a unui convertor digital-analogic cu rețea cu rezistențe ponderate, care are drept sarcină un amplificator sumator. Prin folosirea ca sarcină a amplificatorului operațional se rezolvă două probleme. Pe de o parte este îndeplinită cerința ca rezistența de ieșire a rețelei rezistive să fie mult mai mică decât rezistența de sarcină și pe de alta, prin conectarea în ramura de reacție a unui potențiomtru se poate regla foarte fin nivelul tensiunii de ieșire.

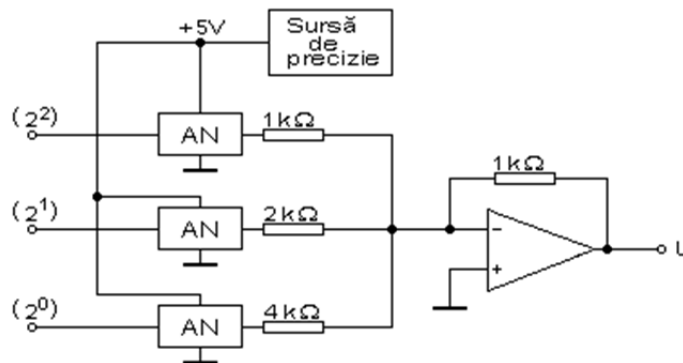


Fig. 7.7 Rețea de conversie digital analogică care are ca sarcină un amplificator operațional.

În cazul în care dorim ca mărimea analogică de ieșire să fie o tensiune și nu un curent, ca sarcină a rețelei de conversie poate fi conectat un convertor curent-tensiune ca cel din Fig. 4.12.

7.2.2 Rezoluția convertoarelor D/A

Rezoluția unui convertor D/A poate fi definită ca cea mai mică modificare de semnal (tensiune sau curent) care se poate produce la ieșire ca urmare a modificării stării logice a bitului cu ponderea de rang binar cea mai mică al informației digitale de la intrare. Rezoluția poate fi exprimată în volți, în procente din valoarea maximă a semnalului de ieșire sau în părți pe milion din valoarea maximă a semnalului de ieșire. Apare evident faptul că rezoluția unui convertor D/A este cu atât mai bună cu cât numărul de biți în care este exprimată informația de intrare este mai mare. În Tabelul 7.2 sunt prezentate câteva rezoluții semnificative în funcție de numărul de biți de intrare N , considerând că tensiunea maximă de ieșire este 10V.

Tabelul 7.2

	2^N	Rez [V]	Rez [%]	Rez [ppm]
4	16	625mV	6,25	62.500
8	256	39,1mV	0,39	3.906
16	65536	153mV	0,0015	15
24	16777216	596nV	0,000006	0,06

Se poate observa îmbunătățirea spectaculoasă a rezoluției odată cu creșterea numărului de biți informaționali de la intrare. Dar, analizând valorile rezoluției în tensiune, se vede că dacă $N = 24$ rezoluția scade sub 600 nV, care nu este altceva decât tensiunea de zgomot termic (Johnson) în interiorul unei benzi de frecvențe de 10kHz, a unei rezistențe de 2,2 k Ω aflată la temperatura de 25°C ($U_{zgj} = (4kTRB)^{1/2}$). În această situație este clar că o mărire peste 24 a numărului de biți nu ar îmbunătăți cu nimic calitatea conversiei D/A deoarece semnalul util minim ar fi acoperit de zgomot.

Multe convertoare D/A au ca valori de intrare date exprimate în codul BCD, câte patru biți pentru fiecare digit zecimal. În Fig.7.8 este arătată schema bloc a unui astfel de convertor pe opt biți (doi digiți a patru biți).

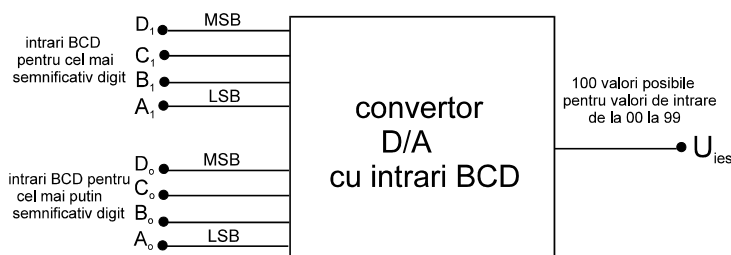


Fig. 7.8 Conversia digital-analogică a unei informații cu doi digiți.

Fiecare grup de patru biți ia valori binare de la 0000 la 1001, astfel că la intrare putem avea numere zecimale de la 00 la 99, codificate în binar. Ponderea grupurilor de biți diferă cu un factor 10 de la unul la altul. Astfel, dacă intrările cu indicele 0 contribuie la tensiunea de ieșire cu 0,1V, 0,2V, 0,4V și 0,8V, intrările cu indicele 1 vor contribui la tensiunea de ieșire cu 1V, 2V, 4V și 8V. În acest caz valoarea maximă a tensiunii de ieșire va fi 9,9V.

7.3 DECODIFICAREA ȘI AFIȘAREA INFORMAȚIEI DIGITALE

După achiziția semnalului analogic furnizat de un traductor, digitizarea acestuia și prelucrarea informației digitale, rezultatul procesului de măsurare trebuie afișat sub formă alfanumerică (text sau numeric în baza 10) pentru a putea fi citit cu ușurință.

Dacă dorim ca rezultatul procesului de măsurare să fie afișat sub formă numerică și informația digitală este codificată în binar (patru biți pentru fiecare digit) atunci, pentru fiecare digit memorat într-un registru cu patru ieșiri va avea loc un proces de decodare, după care, prin intermediul unui driver, informația este trimisă digitului corespunzător de pe display. Acest proces este ilustrat în schema bloc din Fig. 7.9.

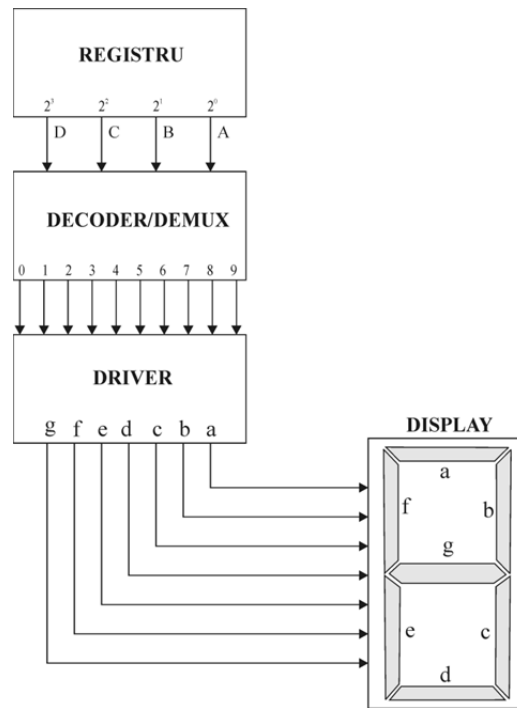


Fig.7.9 Lanțul de procesare pentru afișarea unei informații digitale.

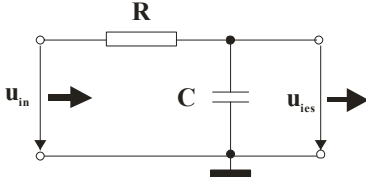
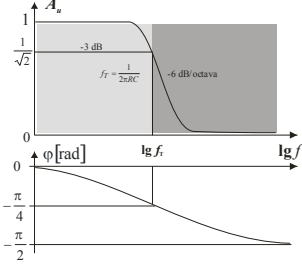
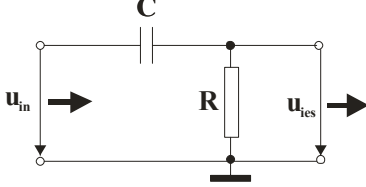
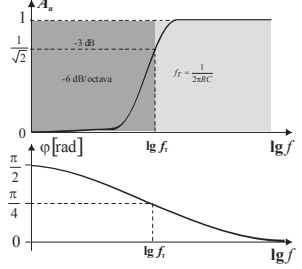
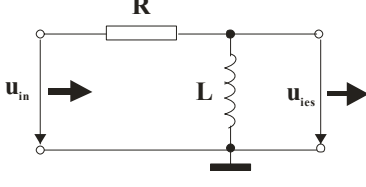
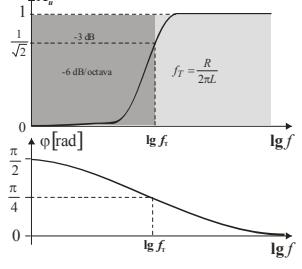
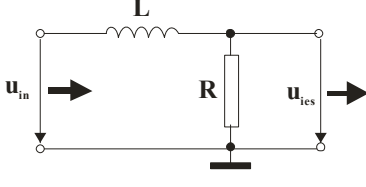
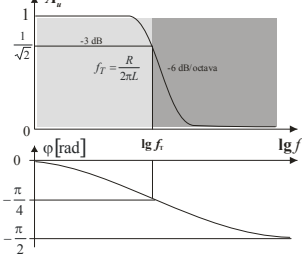
Circuitul de decodare/demultiplexare transformă informația din cod binar în cod 1 din zece, adică, la un moment dat o singură ieșire este la o tensiune nenulă. Driverul (circuitul de comandă a unui digit al display-ului) preia acest nivel de tensiune și furnizează tensiune numai pe acele ieșiri care comandă segmentele de afișare corespunzătoare cifrei de la ieșirea activă a decoderului. În practică, ansamblul decoder-driver-display se poate găsi sub formă integrată.

Bibliografie

1. T. J. Floyd, *Dispozitive electronice*, Ed. Teora, București 2003.
2. J. F. Wakerly, *Circuite digitale*, Ed. Teora, București 2002.
3. B. Wilkinson, *Electronică digitală*, Ed. Teora, București 2002.
4. S. D. Anghel, *Măsurători electronice și traductoare*, Universitatea „Babeș-Bolyai”, Cluj-Napoca 1996.
5. S. D. Anghel, *Bazele electronicii analogice și digitale*, Ed. Presa Universitară Clujeană, Cluj-Napoca 2007.
6. S. D. Anghel, *Instrumentație cu circuite digitale*, Universitatea „Babeș-Bolyai”, Cluj-Napoca 2001.
7. P. Elgar, *Sensors for Measurement and control*, TecQuipment Ltd, www.tecquip.co.uk
8. <http://www-ccrma.stanford.edu/~jos/filters/>
9. R.A. Dunlop, *Experimental Physics. Modern Methods*, Oxford University Press, 1988.
10. R.J. Tocci, *Digital systems: principles and applications*, Prentice/Hall Intern. Inc. 1985.
11. H. Taub and D. Schilling, *Digital Integrated electronics*, McGraw Hill Book Comp. 1977.

ANEXA I

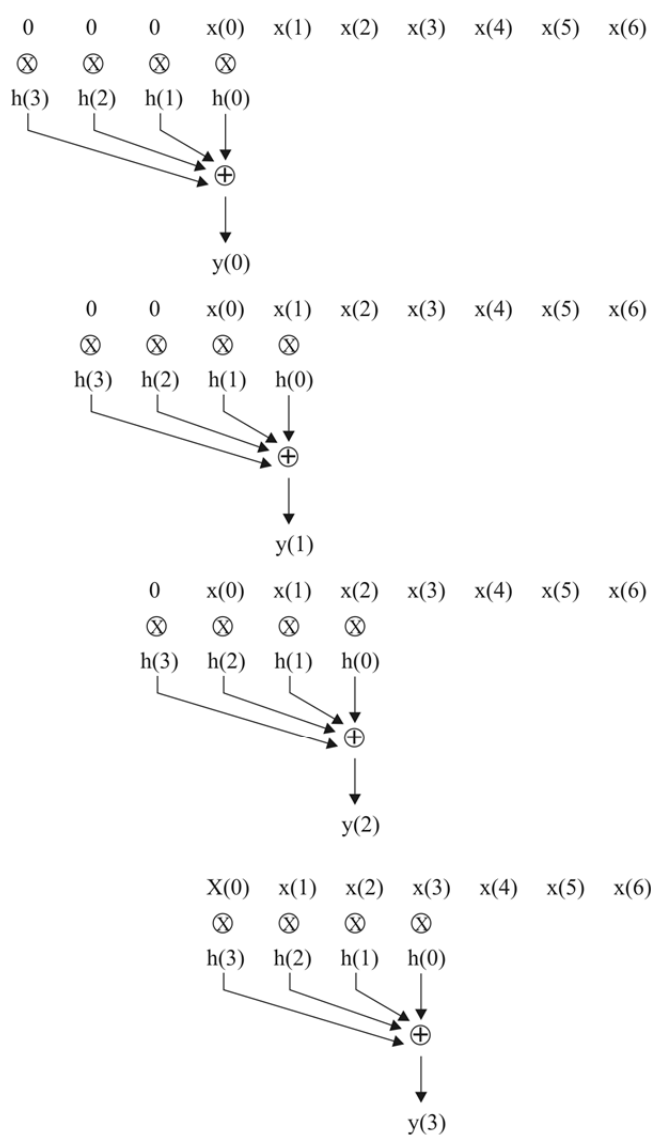
FILTRE ANALOGICE ELEMENTARE DE ORDINUL I

SCHEMA	A_u	φ [rad]	DIAGrame BODE
<p>filtru RC „trece-jos”</p> 	$\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_T}}$	$-\arctg \frac{f}{f_T}$	
<p>filtru CR „trece-sus”</p> 	$\frac{1}{1 - j \frac{f_T}{f}}$	$\arctg \frac{f_T}{f}$	
<p>filtru RL „trece-sus”</p> 	$\frac{1}{1 - j \frac{f_T}{f}}$	$\arctg \frac{f_T}{f}$	
<p>filtru LR „trece-jos”</p> 	$\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_T}}$	$-\arctg \frac{f}{f_T}$	

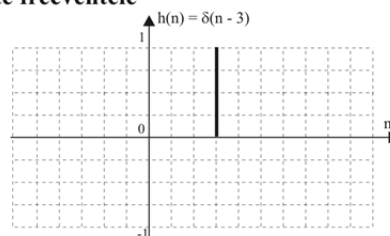
Observație. În toate cazurile au fost neglijate elementele parazite: pierderile în dielectricul condensatorului, rezistența de pierderi a conductorului bobinei și capacitățile dintre spirele bobinei. Caracteristicile filtrului vor suferi modificări mai mari sau mai mici în funcție de ponderea acestor elemente într-un caz concret.

ANEXA II

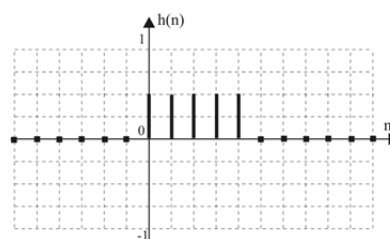
“MASINA” DE CONVOLUTIE



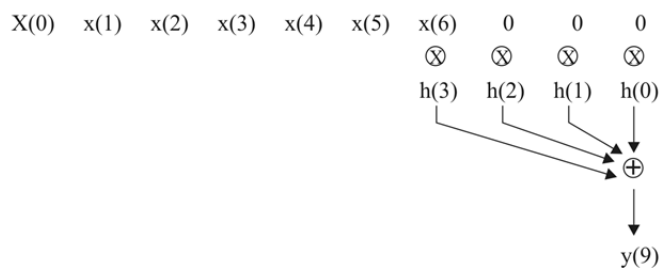
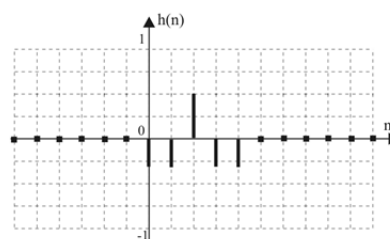
Un filtru care are funcția de raspuns la impuls $h(n) = \delta(n - i)$, lasa sa treaca neatenuate toate frecventele



Un filtru TRECE-JOS este un grup de puncte adiacente pozitive. Daca suma punctelor este 1, raspunsul filtrului la $f = 0$ Hz este egal cu 1.



Un filtru TRECE-SUS este un grup de puncte adiacente negative si unul pozitiv. Daca suma punctelor este 0, raspunsul filtrului la $f = 0$ Hz este egal cu 0.



ANEXA III

FORME DE REPREZENTARE A FILTRELOR DIGITALE

Modul în care un filtru digital poate acționa asupra unui semnal eșantionat și memorat, $x(n)$, poate fi reprezentat în patru moduri:

- *ECUAȚIA DIFERENȚIALĂ*

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) - \sum_{j=1}^N a_j y(n-j)$$

- *FUNCȚIA DE TRANSFER*

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{B(z)}{A(z)}$$

- *RĂSPUNSUL LA IMPULSUL UNITAR δ*

$$y(n) = x(n) * h(n)$$

- *RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ*

$$H(e^{j\omega T_s}) = DTFT_{\omega}(h)$$

Răspunsul în frecvență al filtrului digital poate fi scris sub forma:

$$H(e^{j\omega T_s}) = G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}$$

Dacă forma explicită a acestuia este cunoscută, atunci din expresia ei pot fi calculate:

- *câștigul la fiecare frecvență*

$$G(\omega) = |H(e^{j\omega T_s})|$$

- *defazajul introdus de filtru la fiecare frecvență*

$$\theta(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}[H(e^{j\omega T_s})]}{\text{Re}[H(e^{j\omega T_s})]}$$

ANEXA IV

ANALIZA UNOR FILTRE DIGITALE SIMPLE

Exemplul 1

Să se analizeze comportarea (caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază) filtrului care funcționează după următorul algoritm de calcul:

$$y(n) = x(n) + x(n-1)$$

Se poate observa că este ecuația filtrului analizat și prin alte metode în Capitolul V. Vom constata că rezultatele obținute sunt aceleași.

etapa 1a – transformata z

$$Y(z) = X(z) + X(z) \cdot z^{-1} = (1 + z^{-1}) \cdot X(z)$$

etapa a 2a - funcția de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1}(z+1) = z^{-1} \cdot \frac{B(z)}{A(z)}$$

Din analiza funcției de transfer observăm:

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul nu are nici un pol

etapa a 3a – rădăcinile polinoamelor

$$B(z) = (z+1) = 0 \quad \Rightarrow \quad q_1 = -1$$

zeroul filtrului este real, la frecvența $f_s/2$

etapa a 4a – câștigul filtrului

din reprezentarea grafică pentru o frecvență oarecare f (Fig. A1), se poate calcula foarte ușor lungimea vectorului $e^{j\omega T_s} - q_1$, care reprezintă modulul câștigului filtrului, $G(\omega)$:

$$G(\omega) = \sqrt{1^2 + 1^2 + 2 \cos \omega T_s} = \sqrt{2(1 + \cos \omega T_s)} = \sqrt{4 \cos^2 \frac{\omega T_s}{2}}$$

$$\text{sau: } G(f) = 2 \cdot \left| \cos \pi \left(\frac{f}{f_s} \right) \right|$$

care este identică cu ec. (5.45).

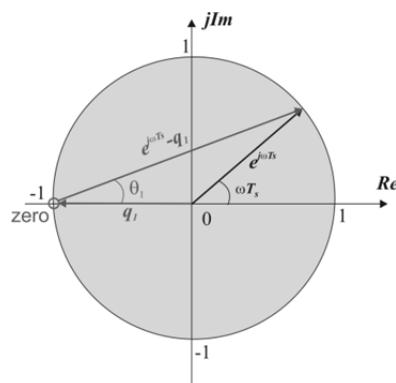


Fig. A1

etapa a 5a – defazajul introdus de filtru

din aceeași reprezentare grafică, cunoscând relațiile dintre unghiuri într-un cerc, se vede imediat că:

$$\theta_1 = \frac{\omega T_s}{2} \quad \text{sau} \quad \theta_1(f) = \pi \frac{f}{f_s}$$

Pentru a calcula defazajul total, la defazajul θ_1 mai trebuie adăugat defazajul datorat factorului $z^{-1} = e^{-j\omega T_s}$ din expresia funcției de transfer:

$$\theta_o = -\omega T_s = -2\pi \frac{f}{f_s}$$

Astfel, defazajul total introdus de filtru va fi:

$$\theta = \theta_o + \theta_1 = -\pi \frac{f}{f_s}$$

care este identic cu cel din ec. (5.46).

În Fig. A2 sunt prezentate construcția grafică și rezultatele numerice pentru cazul particular, $f = f_s/4$.

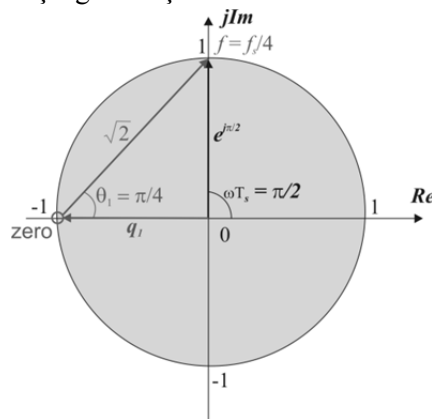


Fig. A2

Analizând rezultatele obținute vom constata că ele sunt aceleași cu cele obținute prin celelalte metode de calcul.

Exemplul 2

Vom considera filtrul digital cu următorul algoritm de calcul:

$$y(n) = x(n) + x(n-1) + y(n-1)$$

Spre deosebire de filtrul precedent, la semnalul de ieșire contribuie (cu ponderea 1) și eșantionul de la ieșire calculat cu un pas înainte.

etapa 1a – transformata z

$$Y(z) = X(z) + X(z) \cdot z^{-1} + Y(z) \cdot z^{-1}$$

etapa a 2a - funcția de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{z + 1}{z - 1} = \frac{B(z)}{A(z)}$$

Din analiza funcției de transfer observăm:

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul are un pol

etapa a 3a – rădăcinile polinoamelor

$$B(z) = z + 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad q_1 = -1$$

zeroul filtrului este real, la frecvența $f = f_s/2$

$$A(z) = z - 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad p_1 = 1$$

polul filtrului este real, la frecvența $f = 0$

etapa a 4a – câștigul filtrului

din reprezentările grafice prezentate în Fig. A3 se calculează lungimile vectorilor rezultanți:

$$d_1 = |e^{j\omega T_s} - q_1| = 2 \cos \frac{\omega T_s}{2}$$

$$d_2 = |e^{j\omega T_s} - p_1| = 2 \sin \frac{\omega T_s}{2}$$

cu care se calculează expresia modulului funcției de transfer:

$$G(\omega) = \frac{d_1}{d_2} = \operatorname{ctg} \frac{\omega T_s}{2} \quad \text{sau} \quad G(f) = \operatorname{ctg} \left(\pi \frac{f}{f_s} \right)$$

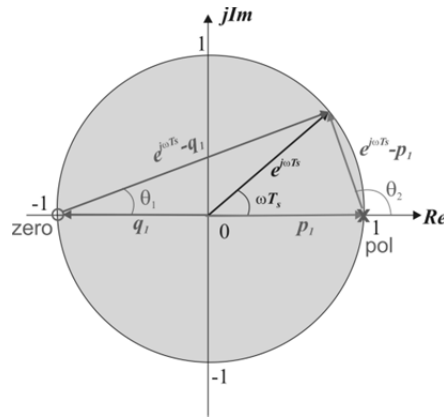


Fig. A3

etapa a 5a – defazajul introdus de filtru

$$\theta(\omega) = \theta_1 - \theta_2 = \theta_1 - \left(\frac{\pi}{2} + \theta_1 \right) = -\frac{\pi}{2}$$

sau

$$\theta(f) = -\frac{\pi}{2} = \text{const.}$$

Din reprezentările grafice din Fig. A4 se poate observa că filtrul analizat este unul de tip *trece-jos*, cu o particularitate interesantă: introduce un *defazaj constant de $-\pi/2$* , indiferent de frecvență.

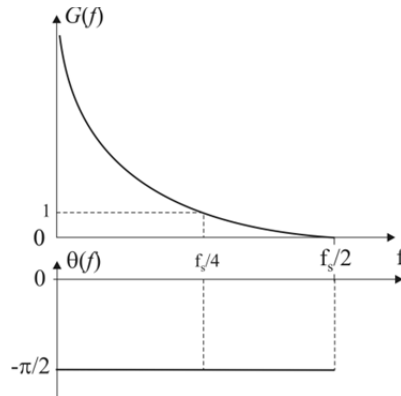


Fig. A4

Exemplul 3

$$y(n) = x(n-1) + x(n-2) + y(n-1)$$

etapa 1a – transformata z

$$Y(z) = X(z) \cdot z^{-1} + X(z) \cdot z^{-2} + Y(z) \cdot z^{-1}$$

etapa a 2a - funcția de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

$$= \frac{z^{-2}}{z^{-1}} \cdot \frac{z+1}{z-1} = z^{-1} \frac{z+1}{z-1} = z^{-1} \cdot \frac{B(z)}{A(z)}$$

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul are un pol

Din analiza funcției de transfer observăm că ea este aceeași cu cea a filtrului din Exemplul 2,

multiplicată cu factorul $z^{-1} = e^{-j\omega T_s}$. Acest factor nu influențează câștigul filtrului deoarece $|e^{-j\omega T_s}| = 1$,

dar introduce un defazaj suplimentar, $\theta_o = -\omega T_s = -2\pi \frac{f}{f_s}$. Acesta se adaugă defazajului de $-\frac{\pi}{2}$ al filtrului

din Exemplul 2, rezultând defazajul total: $\theta = -2\pi \left(\frac{f}{f_s} + \frac{1}{4} \right)$, reprezentat grafic în Fig. A5.

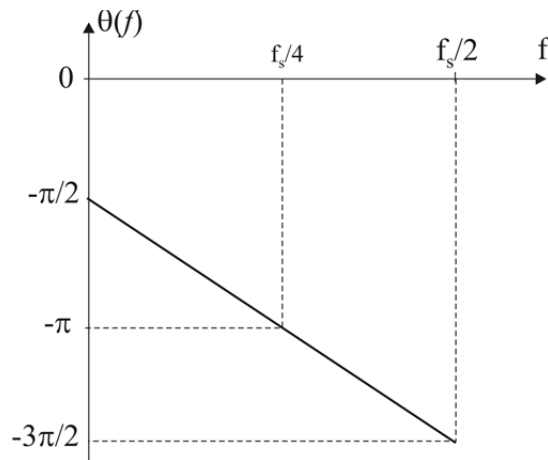
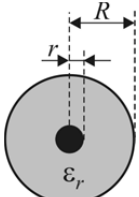
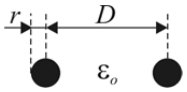
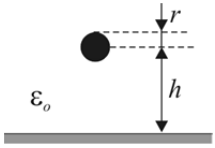


Fig. A5

ANEXA V

RELAȚII DE CALCUL A PARAMETRILOR CARACTERISTICI ÎN FUNCȚIE DE TIPUL LINIEI

TIP LINIE			
PARAMETRI	cablu coaxial	linie bifilară	cablu rotund paralel cu o suprafață pământată
$C \text{ [F/m]}$	$\frac{2\pi\epsilon_o\epsilon_r}{\ln\frac{R}{r}}$	$\frac{\pi\epsilon_o}{\ln\frac{D}{r}}$	$\frac{2\pi\epsilon_o}{\ln\frac{2h}{r}}$
$L \text{ [H/m]}$	$\frac{\mu_o\mu_r}{2\pi} \ln\frac{R}{r}$	$\frac{\mu_o}{\pi} \left(\frac{1}{4} + \ln\frac{D}{r} \right)$	$11,7 \cdot \lg 10 \left(\frac{2h}{r} \right) \left[\frac{\text{nH}}{\text{in}} \right]$

ANEXA VI

EXEMPLE DE CALCUL A LINIILOR DE TRANSMISIE

Exemplul 1: linia adaptată ($Z_o = Z_s$) terminată în gol

Presupunem că parametrii unei linii adaptate terminate în gol (Fig. A6) sunt: $Z_o = Z_s = 75 \Omega$ și $Z_{sarc} \rightarrow \infty$. La momentul $t = 0$ tensiunea sursei de alimentare sare de la 0 V la 5V, adică $u_s = 5$ V.

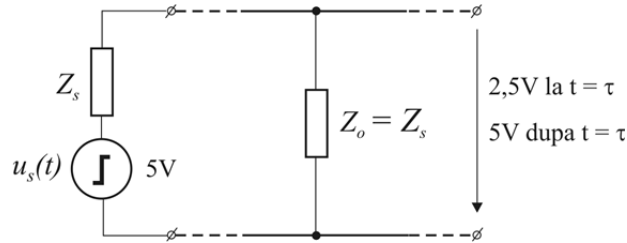


Fig. A6

Cu valorile precizate anterior, coeficienții de reflexie pentru unda directă (la capătul terminat în gol) și pentru unda relectată (la capătul dinspre sarcină) vor fi:

$$\Gamma_{sarc} = \lim_{Z_{sarc} \rightarrow \infty} \frac{Z_{sarc} - 75}{Z_{sarc} + 75} = 1$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} = \frac{75 - 75}{75 + 75} = 0$$

Considerând divizorul de tensiune din Fig. A6, se vede imediat că la momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ , unda ajunge la capătul terminat în gol al liniei, unde este reflectată total ($\Gamma_{sarc} = 1$). În intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$ pe linie se va stabili progresiv o tensiune cu o mărime reprezentând suma dintre tensiunea unei directe și tensiunea unei reflectate, adică $2,5V + 2,5V = 5V$. După timpul 2τ , prima undă reflectată ajunge la capătul dinspre sursă al liniei. Aici $\Gamma_s = 0$ și nu va mai avea loc nici un fel de reflexie. Astfel, după un interval de timp 2τ de la conectarea semnalului, se ajunge la regimul staționar, tensiunea pe întreaga linie fiind egală cu tensiunea de mers în gol a sursei de semnal, adică 5V.

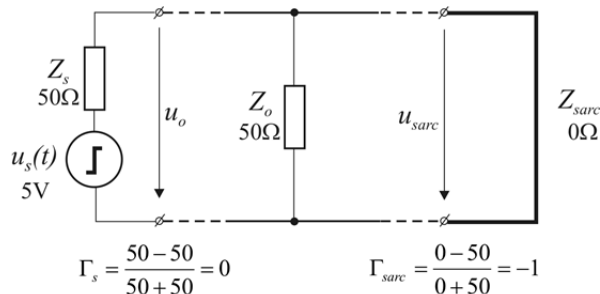
Exemplul 2: linia adaptată ($Z_o = Z_s$) terminată cu un scurtcircuit (Fig. A7).

Fig. A7

Ca și în cazul precedent, la momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ , unda ajunge la capătul liniei terminat în scurtcircuit, unde este reflectată total ($\Gamma_{sarc} = -1$). În intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$ pe linie se va stabili progresiv o tensiune cu o mărime reprezentând suma algebrică dintre tensiunea unei directe și tensiunea unei reflectate, adică $2,5V - 2,5V = 0V$. După timpul 2τ , unda reflectată ajunge la capătul dinspre sursă al liniei. Aici $\Gamma_s = 0$ și nu va mai avea loc nici un fel de

reflexie. Astfel, după un interval de timp 2τ de la conectarea semnalului, se ajunge la regimul staționar, *tensiunea pe întreaga linie și pe sarcină fiind egală cu 0V*. Dacă scurtcircuitul ar fi fost conectat direct la bornele sursei, rezultatul ar fi fost același, dar nu după un interval de timp egal cu 2τ ci chiar din momentul conectării sursei de semnal ($t = 0$).

Exemplu 3: linia adaptată la ambele capete (Fig.A8)

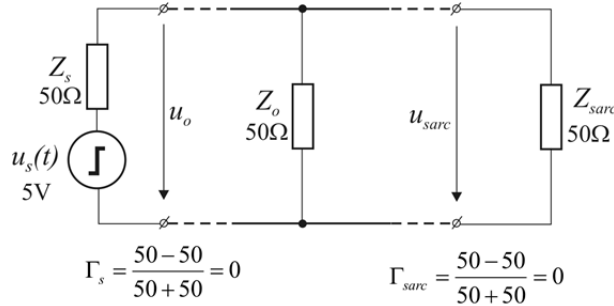


Fig. A8

La momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ , unda ajunge la capătul liniei terminat cu o sarcină având impedanța egală cu impedanța caracteristică a liniei. Datorită adaptării sarcinii la linia de transmise, la capătul dinspre sarcină al liniei nu se va produce nici un fel de reflexie, astfel că la momentul de timp $t = \tau$ *pe întreaga linie se va stabili tensiunea de 2,5V*, aceasta reprezentând și tensiunea corespunzătoare regimului staționar. Aceasta este și valoarea pe care ar avea-o tensiunea pe sarcină chiar de la $t = 0$ dacă ea ar fi conectată direct la bornele sursei de semnal.

Se poate observa că în acest caz particular ($Z_{sarc} = Z_s$) este îndeplinită și condiția de transfer maxim de putere. Se mai spune că circuitul lucrează în *regim adaptat*.

Exemplul 4: linia terminată cu o sarcină oarecare

Atunci când linia de transmisie este terminată cu o sarcină oarecare și impedanța de ieșire a sursei de semnal este diferită de impedanța caracteristică a liniei, se vor produce reflexii la ambele capete ale liniei. În Fig. A9 sunt arătate și valorile coeficienților de reflexie la cele două capete ale liniei.

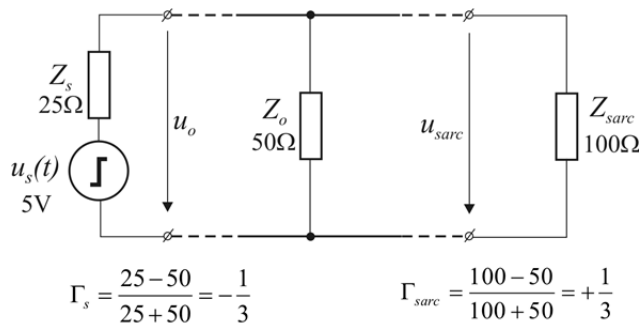


Fig. A9

După un număr de reflexii se va ajunge în regim staționar. Să examinăm modul în care se produce propagarea până la stabilirea acestuia.

La momentul $t = 0$ sursa de semnal „simte” doar impedanța caracteristică a liniei, astfel încât:

$$u_o(0) = u_s \frac{Z_o}{Z_s + Z_o} = 5 \cdot \frac{50}{25 + 50} = 3,333 \text{ V}$$

După un timp $\tau = l/v$ frontul de undă ajunge la capătul dinspre sarcină a liniei, cu amplitudinea de 3,333V. Aici are loc prima reflexie ($\Gamma_{sarc} = +1/3$). Unda reflectată va avea amplitudinea de $3,333 \times 1/3 = 1,111 \text{ V}$. Ea se adună cu unda incidentă, astfel încât:

$$u_{sarc}(\tau) = 3,333 + 1,111 = 4,444 \text{ V}$$

După încă un interval de timp τ prima undă reflectată de sarcină ajunge la capătul dinspre sursă al liniei, tensiunea pe întreaga linie fiind de 4,444V. Aici $1/3$ din prima undă reflectată pe sarcină se va reflecta pe impedanța sursei cu amplitudine negativă ($\Gamma_s = -1/3$), care se va însuma algebric cu tensiunea de pe linie în acel moment (4,444V). Astfel:

$$u_s(2\tau) = 4,444 + \left(-\frac{1}{3}\right) \cdot 1,111 = 4,444 - 0,370 = 4,074 \text{ V}$$

În intervalul de timp $(2\tau, 3\tau)$ unda cu amplitudinea $-0,370\text{V}$ se va propaga pe linie până la sarcină, astfel încât la momentul de timp 3τ tensiunea pe întreaga linie va fi 4,074V. Ajustă la sarcină, unda cu amplitudinea de $-0,370\text{V}$ se va reflecta și se va însuma algebric cu tensiunea liniei în acel moment de timp. Astfel:

$$u_{sarc}(3\tau) = 4,074 + \frac{1}{3}(-0,370) = 4,074 - 0,123 = 3,951 \text{ V}$$

Urmând același raționament, se poate calcula tensiunea la capătul liniei dinspre sursă după ce unda reflectată cu amplitudinea $-0,123\text{V}$ ajunge acolo:

$$u_s(4\tau) = 3,951 + \left(-\frac{1}{3}\right) \cdot (-0,123) = 3,951 + 0,041 = 3,991 \text{ V}$$

și

$$u_{sarc}(5\tau) = 3,991 + \frac{1}{3}0,041 = 3,991 + 0,0137 = 4,0047 \text{ V}$$

Se observă foarte ușor că amplitudinile undelor reflectate la capetele liniei scad la fiecare reflexie și că practic, după 3-4 reflexii succesive *tensiunea pe linie se va stabiliza la 4V*.

Se poate concluziona că în regim staționar tensiunea pe sarcină se poate calcula ca și cum impedanța de sarcină ar fi conectată direct la bornele sursei:

$$u_{sarc} = u_s \frac{Z_{sarc}}{Z_s + Z_{sarc}} = 5 \frac{100}{25 + 100} = 4 \text{ V}$$



Sorin Dan Anghel s-a născut în 1951 la Sighișoara unde, în 1970 a absolvit liceul „Joseph Haltrich”. În 1975 a devenit licențiat al Facultății de Fizică a Universității „Babeș-Bolyai” din Cluj-Napoca, cu specializarea Fizică Electronică. Până în 1991 a lucrat în domeniul prospecțiunilor geofizice, în industria grea și în cercetare. În 1991 a dobândit titlul de doctor în fizică și a devenit cadru didactic la facultatea pe care a absolvit-o, unde în prezent este profesor titular. Domeniile de interes didactic și științific au fost și sunt cele legate de electronică și fizica plasmelor, având publicate mai multe manuale universitare și cărți, precum și peste 50 de articole în reviste de largă recunoaștere internațională.

Cartea de față are drept scop inițierea celor interesați în folosirea unor dispozitive electronice în procesele de măsurare care folosesc senzori. Ea se adresează în egală măsură fizicienilor și inginerilor, dar și celor care sunt pasionați de electronica aplicată, fără a fi neapărat specialiști în acest domeniu. Intenția autorului a fost ca, într-un număr cât mai redus de pagini, să realizeze o simbioză între fizica traductoarelor și a senzorilor și electronica de măsură. Cititorii vor decide dacă scopul a fost atins sau nu.



ISBN: 978-973-595-952-4